

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



**UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME**

**MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**OPTION : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES**

## **THEME**

---

**Utilisation d'un onduleur multiniveau pour la compensation  
de l'énergie électrique**

---

**Proposé et dirigé par :**

**Mr.CHOUAF Fethi**

**Présenté par :**

**TIAIBA Abd elbassit**

**Année universitaire : 2015/2016**

**N° d'ordre : ISE\_185**

# REMERCIEMENTS

*Avant tout, je remercie le dieu de tout puissant qui nous donne la foi, du courage et de patience afin d'accomplir ce modeste travail.*

*Je tiens à remercier notre encadreur **Mr. Chouaf Fathi** d'avoir accepté de moi encadrer et pour les efforts qu'ils ont déployé, pour nous aider, conseiller, encourager et corriger avec une grande gentillesse durant toute cette période.*

*je remercie les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.*

*je n'oublie pas de remercier tous les enseignants qui ont contribué durant notre formation.*

*Et enfin je remercie l'ensemble des collègues de ma promotion, et surtout mon binôme qui m'a aidé à réaliser ce travail.*

*Tiaiba.A*

# DEDICASES

*Nous dédions ce mémoire à mes très chers parents pour  
leurs soutient morale et financier, pour leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés  
dans les moments les plus ardu.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A l'esprit de ma grand-père «Tiaïba Saadi» a toute la  
famille TIAIBA.*

*A tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à  
ma formation*

*durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour*

*A mes chères amis*

*A tous les amis d'études surtout ceux  
d'électromécanique (ISE) promotion 2016.*

*Tous ceux, qui ont contribué à nos formations, de près  
et de loin.*

*Tiaïba.A*

# Sommaire

REMERCIEMENTS .....	I
DEDICASES.....	
Sommaire .....	I
Liste des Figures .....	VI
Liste des Tableaux .....	IX
Notations Symboliques.....	X
Introduction Générale .....	1

## Chapitre I: La Qualité de l'énergie électrique et Les perturbations des réseaux électriques

I. Qualité de l'énergie électrique et perturbations des réseaux électriques.....	3
I.1. Introduction .....	3
I.2. Qualité de l'énergie électrique.....	3
I.2.1. Qualité de la tension .....	3
I.2.1.1. Fréquence.....	3
I.2.1.2. Amplitude .....	4
I.2.1.3. Forme d'onde.....	4
I.2.1.4. Symétrie.....	4
I.2.2. Qualité du courant.....	4
I.3. Définition de la pollution harmonique.....	4
I.4. Classification des perturbations électriques.....	5
I.5. Problèmes de la qualité d'énergie électrique .....	6
I.5.1. Creux et coupures de tension.....	6
I.5.2. Fluctuations de tension .....	7
I.5.3. Déséquilibre du système triphasé de tension .....	7
I.5.4. Variation de fréquence.....	8
I.5.5. Harmoniques.....	8
I.5.6. Inter-Harmoniques.....	9
I.5.7. Infra harmoniques.....	9
I.6. Charges linéaires et non linéaires .....	10
I.7. Origine d'harmoniques.....	10
I.7.1. Source harmonique identifiable.....	11
I.7.2. Source harmonique non identifiable.....	11
I.8. Conséquences des harmoniques .....	11
I.8.1. Effets instantanés .....	12
I.8.2. effets a terme.....	12
I.9. Caractérisation des perturbations harmoniques .....	12
I.9.1. Taux Harmonique de Rang n.....	13
I.9.2. Le taux de distorsion harmonique .....	13
I.9.3. Le facteur de puissance.....	13
I.9.4. Le facteur de déphasage.....	15
I.10. Normes et réglementations .....	15
I.11. Les avantages du traitement des harmoniques sont nombreuses.....	16
I.12 Solutions pour améliorer la qualité de l'énergie .....	16
I.12.1. Les Creux de Tension .....	16
I.12.2. Déséquilibre du Système Triphasé .....	16
I.12.3. Fluctuations de la Tension.....	16
I.12.4. Dépollution des Harmoniques .....	17
I.12.4.1. Solutions traditionnelles .....	17
I.12.4.1.1. Action sur la structure de l'installation .....	17

I.12.4.1.2. Augmentation de la puissance de court-circuit .....	17
I.12.4.1.3. Placement d'une inductance de ligne .....	17
I.12.4.1.4. Rééquilibrage des courants du réseau électrique.....	17
I.12.4.1.5. Dépollution des tensions perturbatrices .....	18
I.12.4.1.6. Les filtres passifs .....	17
a) Classification des filtres passifs.....	18
b) Les avantages et les inconvénients des filtres passifs .....	21
I.12.4.2. Solutions modernes de dépollution .....	22
I.12.4.2.1. Redresseur dodécaphasé.....	22
I.12.4.2.2. Filtrage actif .....	23
a) Filtrage actif série (F.A.S) .....	23
b) Filtrage actif parallèle (F.A.P).....	24
c) La combinaison parallèle-série actif (UPQC) .....	25
I.12.4.2.3. Les avantages et les inconvénients du filtre actif.....	26
I.12.4.2.4. Les avantages de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs.....	26
I.12.4.2.5. Comparaison entre le filtre actif et le filtre passif .....	27
I.12.4.2.6. Filtre actif multi-niveaux.....	27
I.12.4.2.7. Filtre hybride .....	27
a) Association d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif parallèle .....	28
b) Association d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif série .....	28
c) Association d'un filtre actif série et un filtre passif parallèle.....	29
d) Association d'un filtre actif série et un filtre passif parallèle.....	29
I.12.4.3. Comparatif et choix du filtre actif parallèle .....	30
I.13. Conclusoin.....	31

## **CHAPITRE II: Onduleur et Onduleur Multiniveau**

II. Onduleur et Onduleur Multiniveau .....	32
II.1. Introduction.....	32
II.2. Définition de l'onduleur .....	32
II.3. Les application des onduleurs .....	32
II.4. Choix des composants.....	33
II.5. Principe générale de fonctionnement.....	33
II.6. Classification des onduleurs.....	34
II.6.1. Onduleur autonome.....	34
II.6.1.1. Les onduleurs a fréquence fixe .....	34
II.6.1.2. Les onduleurs à fréquence variable.....	34
II.6.2. Onduleur non autonome .....	34
II.7. Les différents types d'onduleur.....	35
II.7.1. Les onduleurs (autonomes) de courant .....	35
II.7.2. Solutions traditionnelles.....	36
II.8. Les différents types d'onduleurs de tension .....	36
II.8.1. Les onduleurs monophasés de tension .....	36
II.8.2. Les onduleur de tension triphasé.....	38
II.8.3. Les onduleurs multiniveaux .....	38
II.9. Principe de fonctionnement de l'onduleur multiniveaux.....	38
II.10. Les Différentes topologies des onduleurs multiniveaux .....	39
II.10.1. La topologie à diode de bouclage (Structure NPC) .....	39
II.10.2. La topologie au condensateur flotteur.....	41
II.10.3. La topologie en cascade .....	41
II.10.4. Autres topologies .....	42
II.11. Propriétés des principales structures d'onduleur multi-niveaux.....	43
II.11.1. Classification des topologies selon leur alimentation .....	43

II.11.2. Classification des topologies selon le nombre de composants nécessaires.....	43
II.12. Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi-niveaux.....	43
II.13. Avantages des onduleurs multi-niveaux.....	44
II.13.1. Les Avantages technologiques .....	44
II.13.2. Les Avantages fonctionnelles pour le convertisseur .....	44
II.13.3. Les Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes .....	44
II.14. Les différentes stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux .....	44
II.14.1. Commande pleine onde .....	45
II.14.1.1. Principe de la commande pleine onde .....	46
II.14.1.2. Schéma de bloc.....	47
II.14.1.3. Forme des tensions de sortie de l'onduleur .....	47
II.14.2. Commande par hystérésis.....	47
II.14.1. Commande par MLI sinusoïdale .....	48
II.14.1.1. Le schéma de bloc .....	50
II.14.1.2. Forme de tension de sortie et de l'onduleur .....	50
II.14.1. Commande par MLI vectorielle .....	51
II.14.1.1. Forme de tension de sortie et de l'onduleur .....	51
II.15. Conclusion.....	52

### **CHAPITRE III: Etude de la structure et des stratégies de commande de filtre actif parallèle à deux niveaux**

III. Etude de la structure et des stratégies de commande de filtre actif parallèle à deux niveaux .....	53
III.1. Introduction.....	53
III.2. Rôle du filtre actif .....	53
III.3. Principe des filtres actifs .....	53
III.4. Etat de l'art des filtres actifs parallèles.....	54
III.5. Applications des filtres actifs parallèles .....	58
III.6. Classement des filtres actifs parallèles.....	58
III.7. Point de raccordement du filtre actif parallèle .....	59
III.8. Principe du filtrage actif parallèle.....	60
III.9. Description du système de filtre actif parallèle.....	61
III.9.1. Modèle du Réseau d'Alimentation .....	61
III.9.2. Modélisation de la charge polluante .....	61
III.9.3. Modélisation du filtre actif.....	63
III.10. Structure du Filtre Actif Parallèle .....	63
III.10.1. Etudes de la partie puissance .....	64
III.10.1.1. Onduleur de tension à deux niveaux .....	65
III.10.1.2. Tension fournie par l'onduleur à deux niveaux.....	66
III.10.1.3. Représentation vectorielle des tensions générées .....	67
III.10.1.4. Le système de stockage de l'énergie .....	68
III.10.1.5. Filtre de sortie .....	69
III.10.2. Etudes de la partie commande .....	70
III.10.2.1. Introduction à la stratégie de commande .....	70
III.10.2.2. Contrôle du SAPF à deux niveaux.....	70
III.10.2.3. Généralités sur les méthodes d'identification des courants harmoniques .....	71
III.10.2.4. Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.....	71
III.10.2.5. Application de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées .....	75
III.10.2.6. Méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF: Synchronous Reference au Frame).....	75
a) Principe .....	75
III.10.2.7. Système à base de PLL .....	77
III.10.2.8. Régulation de la tension continue .....	78
a) Principe de la régulation .....	78

b) Synthèse du régulateur de tension .....	79
III.10.2.9. Régulation du courant du filtre .....	80
a) Principe de la régulation .....	80
b) Synthèse du régulateur du courant.....	81
III.11. Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux .....	82
III.11.1. Commande par hystérésis .....	83
III.11.1.1. Algorithme de commande par hystérésis .....	83
III.11.2. Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale) .....	83
III.11.3. Commande par MLI vectorielle .....	83
III.11.3.1. Principe .....	84
III.12. Simulation de l'ensemble réseau-filtre actif-charge polluante .....	84
III.12.1. Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire avant le filtrage ...	84
III.12.2. Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire après le filtrage ...	88
III.12.2.1. Résultats de simulation par méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées .....	89
a) Commande par hystérésis .....	91
b) Commande par MLI .....	93
c) Commande par MLI Vectorielle.....	93
III.12.2.1. Résultats de simulation par méthode dite du référentiel lié au synchronisme .....	94
a) Commande par hystérésis .....	94
b) Commande par MLI .....	97
c) Commande MLI Vectorielle .....	99
III.13. Interprétation des résultats de simulation .....	99
III.14. Conclusion .....	102

## **CHAPITRE IV: Etude de la structure et des stratégies de commande des filtres actif parallèle à trois et à cinq niveaux**

IV. Etude de la structure et des stratégies de commande des filtres actif parallèle à trois niveaux .	103
IV.1. Introduction.....	103
IV.2. Structure de SAPF à trois niveaux .....	103
IV.2.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	103
IV.2.2. Tension générées par l'onduleur .....	104
IV.3. Fonctionnement et configuration d'un bras d'onduleur à trois niveaux .....	106
IV.3.1. Les Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux .....	106
IV.3.2. Hypothèse .....	110
IV.3.3. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux.....	110
IV.3.4. Fonction de connexion.....	111
IV.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux .....	111
IV.4.1. Régulation de la tension continue .....	111
IV.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux .....	111
IV.4.2.1. Algorithme de commande par hystérésis.....	111
IV.4.2.2. Commande triangulo-sinusoidal à deux porteuses .....	112
IV.5. Résultats de simulation .....	113
IV.5.1. Résultats de simulation par méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées	114
IV.5.1.1. Commande par hystérésis .....	114
IV.5.1.2. Commande par MLI .....	115
IV.5.1.3. Commande par MLI vectorielle.....	118
IV.5.2. Résultats de simulation par méthode dite du référentiel lié au synchronisme .....	120
IV.5.2.1. Commande par hystérésis .....	120
IV.5.2.2. Commande par MLI .....	122
IV.5.2.2. Commande par MLI Vectorielle.....	124
IV.6. Etude de la structure et des stratégies de commande des filtres actif parallèle à cinq niveaux	126

## Sommaire

---

IV.6.1. Structure de SAPF à cinq niveaux .....	126
IV.6.1.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	126
IV.6.1.2. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	126
IV.6.1.2. Modélisation de fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux .....	127
IV.6.2. Stratégie de commande de l'onduleur à cinq niveaux .....	130
IV.6.2.1. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses .....	131
IV.6.2.1.1. Algorithme de commande.....	132
IV.6.3. Résultats de simulation .....	132
IV.6.3.1. Résultats de simulation par méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées	132
IV.6.3.1.1. Commande par MLI .....	132
IV.6.3.2. Résultats de simulation par méthode dite du référentiel lié au synchronisme.....	134
IV.6.3.2.1. Commande par MLI .....	134
IV.6.4. Interprétation.....	137
IV.7. Conclusion .....	137
Conclusion générale.....	138
BIBLIOGRAPHIE .....	140

# Liste des Figures

Figure (I.1) Creux et coupures de tension.....	7
Figure (I.2) Fluctuations de tension .....	7
Figure (I.3) Déséquilibre du système triphasé de tension.....	8
Figure (I.4) Variation de la fréquence.....	8
Figure (I.5) Les harmonique .....	9
Figure (I.6) Représentation spectrale d'un signal périodique.....	10
Figure (I.7) Modélisation d'une charge non-linéaire .....	10
Figure (I.8) Digramme de Fresnel des puissances .....	14
Figure (I.9) Filtre passif série.....	19
Figure (I.10) Filtre passif parallèle.....	19
Figure (I.11) Filtres résonants agissant sur plusieurs rangs harmoniques.....	20
Figure (I.12) Filtre passif résonant.....	20
Figure (I.13) Filtre amorti .....	20
Figure (I.14) Filtre passif amorti.....	21
Figure (I.15) Pont dodécaphasé .....	23
Figure (I.16) Structure du filtre actif série .....	24
Figure (I.17) Filtre actif parallèle (compensateur de courant) .....	24
Figure (I.18) Structure du filtre actif parallèle.....	25
Figure (I.19) Filtre combiné parallèle-série ( <i>UPQC</i> ).....	26
Figure (I.20) Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle .....	28
Figure (I.21) Filtre actif parallèle avec filtre passif série.....	28
Figure (I.22) Filtre actif série avec filtre passif parallèle.....	29
Figure (I.23) Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle .....	29
Figure (II.1) Schéma de principe de l'onduleur .....	32
Figure (II.2) Choix des composants selon la puissance et la fréquence .....	33
Figure (II.3) Symbole et signal d'un onduleur .....	33
Figure (II.4) Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle .....	34
Figure (II.5) Signal complet de l'onduleur.....	34
Figure (II.6) onduleur de courant en pont monophasés .....	35
Figure (II.7) signaux de commande et forme d'onde de courante .....	35
Figure (II.8) Onduleur de tension en pont monophasée.....	36
Figure (II.9) Signaux de commande et forme d'onde des tensions de sortie .....	36
Figure (II.10) Schéma de l'onduleur de tension deux niveaux en pont complet.....	37
Figure (II.11) Schéma de l'onduleur de tension à demi-pont .....	37
Figure (II.12) Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu .....	37
Figure (II.13) Onduleur monophasé avec diviseur capacitif.....	37
Figure (II.14) Onduleur monophasé en pont.....	37
Figure (II.15) Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.....	38
Figure (II.16) Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c).....	38
Figure (II.17) Différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux.....	39
Figure (II.18) Bras d'onduleur à diode flottante à N niveaux de tension .....	40
Figure (II.19) Topologies d'onduleurs NPC .....	40
Figure (II.20) Onduleur à condensateurs flotteurs .....	41
Figure (II.21) Onduleur en cascade de forme H à cinq niveaux .....	42
Figure (II.22) Classification des stratégies de modulation multi-niveaux .....	45
Figure (II.23) Onduleur de tension triphasée .....	45
Figure (II.24) Signale sinusoïdal et onde carrée .....	46
Figure (II.25) Schéma fonctionnel de la commande pleine onde .....	47

## Liste des Figures

Figure (II.26) Forme de tension de sortie de la première phase de l'onduleur commandé à pleine onde .....	47
Figure (II.27) principe du contrôle par hystérésis .....	48
Figure (II.28) principe d'un régulateur à hystérésis .....	48
Figure (II.29) Principe de commande du courant par MLI .....	48
Figure (II.30) Illustration de la MLI sinusoïdale .....	49
Figure ( II.31) Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoïdale.....	50
Figure (II.32) Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoïdale .....	50
Figure (II.33) Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale .....	51
Figure (II.34) Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI vectorielle .....	52
Figure (III.1) Modèle pour le système de distribution radiale dans un quartier résidentiel.....	55
Figure (III.2) Filtré actif parallèle à quatre fils .....	57
Figure (III.3) Filtre actif basé sur un onduleur de tension (à gauche )et uncommutateur de courant (à droite).....	59
Figure (III.4) Raccordement d'un filtre actif parallèle .....	60
Figure (III.5)Schéma de principe du filtre actif parallèle.....	60
Figure (III.6) Schéma du réseau .....	61
Figure (III.7) Schéma du charge polluante ( Redresseur à diodes ( pont de Graëtz ) avec charge RL) .....	62
Figure (III.8) Schéma global du système .....	62
Figure ( III.9) Tension de sortie du redresseur.....	62
Figure (III.10) Structure générale du filtre actif parallèle.....	63
Figure (III.11) Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux à niveaux proposé.....	63
Figure (III.12) Filtre actif à structure tension .....	65
Figure (III.13) Interrupteurs de puissance.....	65
Figure (III.14) Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur .....	68
Figure (III.15) Insertion des filtres des sortie et auxiliaire .....	70
Figure (III.16) Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge par La méthode des( pq) .....	72
Figure (III.17) Schéma représentant le principe de séparation des puissances .....	74
Figure (III.18) Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées.....	74
Figure (III.19) l'emplacement de la méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées dans la commande du filtre actif .....	75
Figure (III.20) Représentation vectoriel de passage de repère abc ver le repère (dq) .....	76
Figure (III.21) Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge.....	76
Figure (III.22) Relation entre les composante de Park et celles de Concordia.....	77
Figure (III.23) Diagramme de blocs d'une PLL .....	78
Figure (III.24) Boucle de régulation de la tension continue .....	79
Figure (III.25) Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées.....	80
Figure ( III.26) Circuit monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle .....	81
Figure (III.27) Schéma de la régulation des courants du SAPF .....	81
Figure (III.28) Schéma simplifié de la régulation.....	82
Figure (III.29) Schéma de charge non-linéaire alimentant une charge RL connectée au réseau triphasé .....	85
Figure (III.30) Courant de ligne généré par la charge non linéaire.....	85
Figure (III.31) Spectre harmonique du courant de ligne généré par la charge non linéaire .....	86
Figure (III.32) Le courant à la sortie des redresseurs .....	86
Figure (III.33) La tension à la sortie des redresseurs .....	86
Figure (III.34) Tensions triphasées au point de connexion du redresseur .....	86
Figure (III.35) Spectre harmonique du tensions au point de connexion.....	86
Figure(III.36) Association réseau - charge non linéaire - onduleur.....	88

## Liste des Figures

Figure (III.37) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ) .....	89
Figure (III.38 ) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ).....	89
Figure (III.39) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	89
Figure (III.40) La tension au point de connexion du redresseur.....	90
Figure (III.41) Le courant de source après filtrage .....	90
Figure (III.42) Le spectre harmonique du courant de source après compensation .....	90
Figure (III.43) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ) .....	91
Figure (III.44 ) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ).....	91
Figure (III.45) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	91
Figure (III.46) La tension au point de connexion du redresseur.....	92
Figure (III.47) Le courant de source après filtrage .....	92
Figure (III.48) Le spectre harmonique du courant de source après compensation .....	92
Figure (III.49) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ) .....	93
Figure (III.50 ) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ).....	93
Figure (III.51) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	93
Figure (III.52) La tension au point de connexion du redresseur.....	94
Figure (III.53) Le courant de source après filtrage .....	94
Figure (III.54) Le spectre harmonique du courant de source après compensation .....	94
Figure (III.55) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ) .....	95
Figure (III.56) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ).....	95
Figure (III.57) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	95
Figure (III.58) La tension au point de connexion du redresseur.....	96
Figure (III.59) Le courant de source après filtrage .....	96
Figure (III.60) Le spectre harmonique du courant de source après compensation .....	96
Figure (III.61) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ) .....	97
Figure (III.62) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ).....	97
Figure (III.63) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	97
Figure (III.64) La tension au point de connexion du redresseur.....	98
Figure (III.65) Le courant de source après filtrage .....	98
Figure (III.66) Le spectre harmonique du courant de source après compensation .....	98
Figure (III.67) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ) .....	99
Figure (III.68) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ).....	99
Figure (III.69) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	99
Figure (III.70) La tension au point de connexion du redresseur.....	100
Figure (III.71) Le courant de source après filtrage .....	100
Figure (III.72) Le spectre harmonique du courant de source après compensation .....	100
Figure (IV.1) Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé .....	103
Figure (IV.2) Schéma d'un onduleur NPC à trois niveaux .....	104
Figure (IV.3) Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC .....	106
Figure (IV.4) Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor.....	106
Figure (IV.5) 1 <sup>ere</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	107
Figure (IV.6) 2 <sup>eme</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	108
Figure (IV.7) 3 <sup>eme</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	108
Figure (IV.8) Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC .....	109
Figure (IV.9) Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à trois niveaux de tension.....	109
Figure (IV.10) Schéma de régulation des tensions continues.....	111
Figure (IV.11) Principe de la technique triangulo-sinusoidale .....	112
Figure (IV.12) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	114
Figure (IV.13 ) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	114

## Liste des Figures

Figure (IV. 14) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	114
Figure (IV.15) La tension au point de connexion du redresseur.....	115
Figure (IV.16) Le courant de source après filtrage.....	115
Figure (IV.17) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	115
Figure (IV.18 ) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	116
Figure (IV. 19) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	116
Figure (IV.20) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre.....	116
Figure (IV.21) La tension au point de connexion du redresseur.....	117
Figure (IV.22) Le courant de source après filtrage.....	117
Figure (IV.23) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	117
Figure (IV.24) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	118
Figure (IV.25) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	118
Figure (IV.26) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre.....	118
Figure (IV.27) La tension au point de connexion du redresseur.....	119
Figure (IV.28) Le courant de source après filtrage.....	119
Figure (IV.29) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	119
Figure (IV.30) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	120
Figure (IV.31) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	120
Figure (IV.32) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	120
Figure (IV.33) La tension au point de connexion du redresseur.....	121
Figure (IV.34) Le courant de source après filtrage.....	121
Figure (IV.35) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	121
Figure (IV.36) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	122
Figure (IV.37) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	122
Figure (IV. 38) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	122
Figure (IV.39) La tension au point de connexion du redresseur.....	123
Figure (IV.40) Le courant de source après filtrage.....	123
Figure (IV.41) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	123
Figure (IV.42) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	124
Figure (IV.43) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	124
Figure (IV. 44) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre .....	124
Figure (IV.45) La tension au point de connexion du redresseur.....	125
Figure (IV.46) Le courant de source après filtrage.....	125
Figure (IV.47) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	125
Figure (IV.48) Circuit de puissance du filtre actif parallèle à cinq niveaux proposé .....	126
Figure (IV.49) Schéma d'un onduleur à diode flottante à cinq niveaux .....	127
Figure (IV.50) Bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC .....	127
Figure (IV.51) 1 <sup>ere</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	128
Figure (IV.52) 2 <sup>eme</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	128
Figure (IV.53) 3 <sup>eme</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	129
Figure (IV.54) 4 <sup>eme</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	129
Figure (IV.55) 5 <sup>eme</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras .....	130
Figure (IV.56) La forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	130
Figure (IV.57) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	132
Figure (IV.58) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	133
Figure (IV.59) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre.....	133
Figure (IV.60) La tension au point de connexion du redresseur.....	133
Figure (IV.61) Le courant de source après filtrage.....	134
Figure (IV.62) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	134

## Liste des Figures

---

Figure (IV.63) Le courant de la référence ( $I_{href}$ ).....	134
Figure (IV.64) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ ) .....	135
Figure (IV.65) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre.....	135
Figure (IV.66) La tension au point de connexion du redresseur.....	135
Figure (IV.67) Le courant de source après filtrage .....	136
Figure (IV.68) Le spectre harmonique du courant de source après compensation.....	136

## Liste des Tableaux

Tableau (I.1) Principales charges polluantes.....	5
Tableau (I.2) Limites des composantes harmoniques en courant .....	15
Tableau (I.3) Comparaison entre le filtre actif parallèle et le filtre actif série .....	25
Tableau (I.4) Comparaison entre le filtre actif et le filtre passif .....	27
Tableau (I.5) Avantages et inconvénients du filtrage.....	29
Tableau (I.6) Récapitulatif des solutions de dépollution.....	30
Tableau (II.1) Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi-niveaux....	43
Tableau (III.1) Tension délivrées par l'onduleur .....	67
Tableau (III.2) Les modes de compensation de la commande des puissances instantanées .....	74
Tableau (III.3) Paramètres de simulation d'un filtre actif à deux niveaux.....	85
Tableau (III.4) Les résultats des différentes simulations d'un filtre actif à deux niveaux .....	101
Tableau (IV.1) Obtention des trois niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs (k=a, b ou c) .....	105
Tableau (IV.2) Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux .....	108
Tableau (IV.3) Paramètres de simulation d'un filtre actif à trois niveaux .....	113
Tableau (IV.4) Paramètres de simulation d'un filtre actif à cinq niveaux .....	132
Tableau (IV.5) Synthèses des résultats.....	136

## Notations Symboliques

FAP: (Shunt Actif Power Filter-SAPF), Le filtre actif parallèle de puissance

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

h: Rang d'harmonique

THD (%): (Total Harmonic Distortion), Le taux de distorsion harmonique

f: La fréquence

$Y_h$ : La valeur efficace de la composante de rang h

$\varphi_h$ : Phase de la composante h

$Y_0$ : L'amplitude de la composante continue

T (s): période d'un signal

$i_h(A)$ : Le contenu harmonique

$C_n$ : représente la composante harmonique de rang n

$C_1$ : représente la composante fondamentale

$S_n$ : Le taux harmonique

$THD_i$ : Le taux de distorsion harmonique en courant

$THD_v$ : Le taux de distorsion harmonique en tension

$Z_{cc}^n$ : Les impédances du réseau

$F_p$ : Le facteur de puissance

P (Watt): La puissance active

Q (VAR): La puissance réactive est associée au courant fondamental .

D (VAD): La puissance déformante est due aux harmoniques de courant

$F_{dis}$ : représente le facteur de distorsion

$\phi$ : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

$\cos \phi$ : Le facteur de déphasage

CEI: Commission Electrotechnique Internationale

l'IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

FAS: Le filtre actif série

IGBT: Isolated gate bipolar transistor

$I_f (A)$ : Le courant injecté dans le réseau

$I_{ch} (A)$ : est la valeur efficace du courant fondamental de charge

UPQC : (*Unified Power Quality Conditioner*), La combinaison du filtre parallèle-série actif

$K_{1n}$ : Les interrupteurs de puissance

NPC: (Neutral Point Clamped converter), La topologie à diode de bouclage

S: nombre de sources secondaires de tension continue

K: nombre d' interrupteurs

## Notations Symboliques

---

$D$  : nombre de diodes de bouclage

$m$ : Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur

SVM: Modulation vectoriel

SPWM: Modulation sinusoïdale

$\sin(\omega t)$ : est le signal sinusoïdal.

$S(t)$ : est le signal carré résultant de la commande

$m$ : L'indice de modulation

$r$ : Le taux de modulation

$f_p$ : La fréquence de la porteuse à

$f_r$ : La fréquence de la référence

$U_{pm}$ : Le coefficient à tension crête

HVDC: courant continu en haute tension

$I_s(A)$ : Le courant sinusoïdal fourni par le réseau

$\omega(rad/s)$  : pulsation du réseau .

$e_1, e_2, e_3$ : Les tensions du réseau électrique

$(L_d, R_d)$ : L'impédance du redresseur

$(L_{ch}, R_{ch})$ : La impédance de ligne

PLL: boucle de verrouillage de phase

$V_{Sn}(v)$ : tension au point de raccordement commun

$I_{ch-h}(A)$ : Composante harmonique du courant créé par la charge

$V_{fn}, I_{fn}, L_f$  , tension, courant et inductance du filtre actif .

$T_{ki}$ : interrupteur d'une bras d'onduleur

$S_{ki}$ : Les fonctions de commutation

$V_m$ : L'amplitude de la tension simple

$\omega_m$ : La pulsation du réseau

$V_{f1}, V_{f2}$  et  $V_{f3}$ : Les tensions par rapport au point neutre

$V_\alpha, V_\beta$ : Les tensions fournies par l'onduleur dans un repère orthogonal  $(\alpha, \beta)$

$\omega_h$  :La plus faible pulsation des harmoniques à compenser.

$\varepsilon$ : est l'amplitude de l'onde triangulaire.

$f_c$  : est la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif

SRF: La méthode dite du référentiel lié au synchronisme

$(I_\alpha, I_\beta)(A)$ : les courants fournies par l'onduleur dans un repère orthogonal  $(\alpha, \beta)$

$p$ : La puissance réelle instantanée

$q$ : La puissance imaginaire instantanée

$\bar{P}, \bar{q}$ : Les composantes continues de  $p$  et  $q$ .

$\tilde{P}, \tilde{q}$ : Les composantes alternatives de  $p$  et  $q$ .

## Notations Symboliques

---

$f_0$ : La fréquence de coupure du filtre

$s$ : Opérateur de Laplace

$\xi$ : dépassement

$P_{dc}$ : La puissance à la sortie du régulateur

$K_S$ : Gain du régulateur

$\tau_c$ : Constant de temps.

$L_s, I_s$  et  $V_s$ : inductance, courant et tension au point de raccordement côté source d'alimentation.

$L_f, I_f$  et  $V_f$ : inductance de sortie, courant et tension du filtre actif.

$\Delta_i$ : la différence entre le courant de référence et le courant mesuré

$V_{dc}$ : tension coté continu de l'onduleur.

$V_p$ : amplitude de la porteuse triangulaire.

$\Delta_i$ : La largeur de la bande d'hystérésis.

$\varepsilon_K$ : l'écart entre le courant réel et le courant de référence



## Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs statiques a connu un grand progrès dans les systèmes de conversion d'énergie électrique.

Les convertisseurs statiques absorbent des courants non sinusoïdaux même s'ils sont alimentés par des tensions sinusoïdales. Ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques et consomment généralement de l'énergie réactive. Le réseau quant à lui est parfaitement adapté à des courants sinusoïdaux. Ces deux phénomènes nouveaux sur le réseau ont engendré un certain nombre de perturbations allant du dysfonctionnement d'un équipement jusqu'à la destruction d'une partie des équipements connectés [1].

En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues ; il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération de courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les incidences sont à l'origine de la déformation de sa tension, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes [2].

Pour faire face à ces problèmes et de minimiser la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs pour améliorer la qualité de l'énergie électrique, Il existe deux solutions plus populaires et plus efficaces:

❖ La solution classique qui est connue depuis bien longtemps consiste en l'utilisation des filtres passifs. Cette solution est la plus répandue et pratiquement la plus simple et la moins chère mais elle présente deux inconvénients majeurs.

- Le premier est lié au phénomène de résonance avec le réseau qui est à l'origine de l'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle du réseau.

- Le deuxième inconvénient est la dépendance des performances du filtre passif aux caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté [3].

❖ La solution moderne existe pour corriger ces inconvénients, le filtre actif parallèle (FAP) de puissance (Shunt Actif Power Filter-SAPF) est considéré comme la meilleure solution pour la réduction et consiste à empêcher des courants harmoniques produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif. dans les applications de faible à moyenne puissance (avec une structure en tension), d'autre part pour les applications de moyenne à haute puissance (avec une structure en courant).

Le filtre actif parallèle comporte deux fonctions principales; une fonction d'identification de courants harmoniques et une fonction de commande d'onduleur pour injecter les courants de compensation. Nos travaux portent sur l'étude conjointe de l'identification des harmoniques et de la commande de l'onduleur multiniveau.

L'onduleur joue le rôle d'interface entre la source d'énergie électrique et consommateur. Il est constitué d'interrupteurs de puissance réalisant la connexion de ses nœuds d'entrée à ses nœuds de sortie, permettant ainsi d'y contrôler le transfert d'énergie. Lorsqu'il permet de commuter chaque entrée ou sortie entre deux niveaux de tension ou de courant, on parle alors d'onduleur à deux niveaux [4].

L'objectif recherché est d'obtenir une tension ou un courant du réseau s'approche le plus possible du signal sinusoïdal, ce qui nous mène à l'utilisation d'une nouvelle génération d'onduleurs dits multiniveaux [4].

Les onduleur multiniveaux ont été tout d'abord créés dans le but d'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, avec les semi-conducteurs disponibles, et pour obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire qui présentent un contenu harmonique réduit.

L'objectif de ce mémoire est modéliser un ensemble réseau - charge polluante (pont triphasé non commandé) - filtre actif parallèle simple niveau (deux niveau), puis de généraliser cette modélisation à un filtre multiniveau (trois et cinq niveaux) et de montrer par simulation numérique sous l'environnement Matlab/simulink.

Alors, pour atteindre ces objectifs, le présent mémoire s'articulé sur quatre chapitres:

✓ Le premier chapitre est consacré en premier lieu les différents problèmes affectant la qualité de l'énergie électrique, puis à un état de l'art sur la pollution harmonique et les solutions de dépollution. Les caractéristiques, les origines et les conséquences à ces perturbations seront illustrées. Ensuite, nous présentons également les solutions classiques et modernes de dépollution avant de faire un choix sur le filtre actif parallèle (FAP) qui est notre sujet de discussion dans les prochains chapitres.

✓ Dans le deuxième chapitre, Nous présentons une étude générale sur l'onduleur: la structure, le principe générale de fonctionnement et les différents types. Ensuite nous présentons l'onduleur de tension multiniveau à cause de leur domaine d'utilisation (moyenne et grande puissance) et ces avantages. Le principe de fonctionnement, les différentes topologies et les différentes stratégies de sa commande.

✓ Dans le troisième nous destinons théoriquement la topologie du filtre actif parallèle à deux niveaux et sa stratégie de commande. Nous exposons les méthodes d'identification des courants de référence (la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées et Méthode dite du référentiel lié au synchronisme), les deux stratégies de commandes développées pour les trois structures du FAP (hystérésis, MLI et MLI Vectorielle). Enfin, les deux méthodes sont évaluées et comparées aux critères d'efficacité du filtrage actif.

✓ Dans le dernière chapitre, nous présentons la modélisation des deux types d'onduleur selon leurs niveaux choisis à étudier (trois et cinq niveaux) accompagnés par leurs structures, leurs différentes configurations du bras et les stratégies de commande. De plus on va étudier, dans ce chapitre, l'importance de l'utilisation des onduleurs multi niveaux, notamment leurs avantages en terme de réduction de THD (Total Harmonic Distortion) du courant de la source. Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion et quelques perspectives.



# I. Qualité de l'énergie électrique et perturbations des réseaux électriques

## I.1 Introduction

L'énergie électrique doit d'être délivrée sous forme d'un système de tensions sinusoïdales triphasées et équilibrées qui possède quatre caractéristiques principales : amplitude, fréquence, forme d'onde et la symétrie. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus perturbateur [5].

L'utilisation des appareils électriques est de plus en plus intense que ce soit pour des applications industrielles ou domestiques. Cependant la plupart de ces appareils tels que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les systèmes de l'électronique de puissance, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents absorbent des courants non sinusoïdaux, Ce qui provoque des distorsions harmoniques dans l'ensemble du réseau électrique. Ces harmoniques peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques [4].

L'objectif de ce chapitre est d'étudier, les origines des perturbations électriques et leur influence sur les réseaux électriques. Ensuite, nous présentons les solutions conventionnelles utilisées pour limiter cette pollution.

Finalement, nous étudions les compensateurs actifs d'harmoniques et de puissance réactive comme nouvelle solution qui peut être utilisée pour résoudre ce problème.

## I.2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant. Cependant le terme « qualité du courant » est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement lié à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, « la qualité de l'énergie électrique » est souvent réduite à « la qualité de la tension » [6].

La qualité de cette énergie dépend directement de la qualité de la tension aux points de raccordement de la charge au réseau.

Nous allons donc définir ces deux notions :

### I.2.1. Qualité de la tension

Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé.

Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants [1]:

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

#### I.2.1.1. Fréquence

Dans le cas idéal, les trois tensions sont alternatives et sinusoïdales d'une fréquence constante de 50 ou 60 Hz selon le pays. Des variations de fréquence peuvent être provoquées par des pertes

importantes de production, de l'ilotage d'un groupe sur ses auxiliaires ou son passage en réseau séparé, ou d'un défaut dont la chute de tension résultante entraîne une réduction de la charge.

Cependant, ces variations sont en général très faibles (moins de 1%) et ne nuisent pas au bon fonctionnement des équipements électriques ou électroniques [7].

### I.2.1.2. Amplitude

L'amplitude de la tension est un facteur crucial pour la qualité de l'électricité. Elle constitue en général le premier engagement contractuel du distributeur d'énergie. Habituellement, l'amplitude de la tension doit être maintenue dans un intervalle de  $\pm 10\%$  autour de la valeur nominale.

Dans le cas idéal, les trois tensions ont la même amplitude, qui est une constante. Cependant, plusieurs phénomènes perturbateurs peuvent affecter l'amplitude des tensions.

En fonction de la variation de l'amplitude on distingue deux grandes familles de perturbations [1]:

- Les creux de tension, coupures et surtensions: Ces perturbations se caractérisent par des variations importantes de l'amplitude. Elles ont pour principale origine des courts-circuits, et peuvent avoir des conséquences importantes pour les équipements électriques.
- Les variations de tension: Ces perturbations se caractérisent par des variations de l'amplitude de la tension inférieure à 10% de sa valeur nominale, Elles sont généralement dues à des charges fluctuantes ou des modifications de la configuration du réseau.

### I.2.1.3. Forme d'onde

La forme d'onde des trois tensions formant un système triphasé doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. En cas de perturbations au niveau de la forme d'onde, la tension n'est plus sinusoïdale et peut en général être considérée comme une onde fondamentale à 50Hz associée à des ondes de fréquences supérieures ou inférieures à 50 Hz appelées également harmoniques.

Les tensions peuvent également contenir des signaux permanents mais non-périodiques, alors dénommés bruits [1].

### I.2.1.4. Symétrie

La symétrie d'un système triphasé se caractérise par l'égalité des modules des trois tensions et celle de leurs déphasages relatifs. La dissymétrie de tels systèmes est communément appelé déséquilibre.

## I.2.2. Qualité du courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constante, déphasés de  $2\pi/3$  radians entre eux, et de forme purement sinusoïdale [1].

## I.3. Définition de la pollution harmonique

C'est l'altération de la forme d'onde sinusoïdale du courant et /ou de la tension engendrée par certaines charges électriques dites charges non-linéaires présentées dans le tableau (I.1), ce genre de signal, à supposer que la périodicité du signal ne soit pas atteinte, peut être décomposée en une somme de sinusoïdale de fréquence (n.f) tel que  $n \in \mathbb{N}$  et f est la fréquence du signal [8].

✚ Pour:  $n = 1 \rightarrow$  la sinusoïdale est dite fondamentale.

✚ Pour:  $n > 1 \rightarrow$  les sinusoïdales sont dites harmoniques d'ordre supérieur.

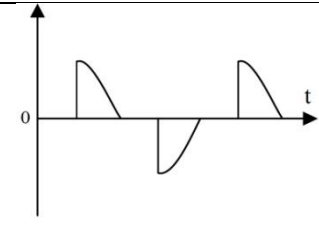
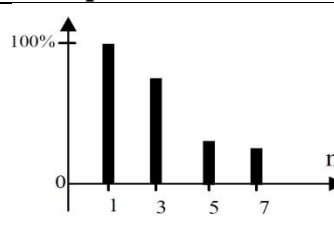
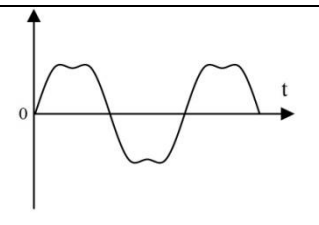
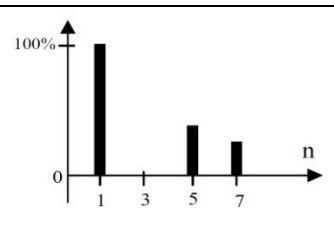
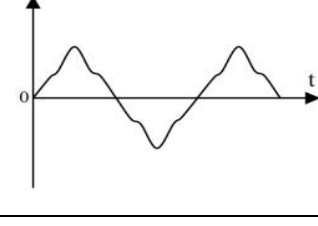
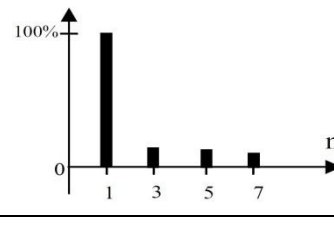
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre harmonique correspondant
<b>-Gradateurs monophasé (commande par angle de phase).</b>	-Régulation de puissance de fours à résistances, -Modulation de puissance des lampes halogènes.		
<b>-Redresseur triphasé à thyristors.</b>	-Variateur de vitesse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

Tableau (I.1) Principales charges polluantes [8]

Le signal peut éventuellement contenir une composante continue qui présente la valeur moyenne du signal. Cette décomposition est connue sous le nom de la décomposition en série de Fourier.

Dans le cas où la tension et le courant seraient non-sinusoïdaux, ils peuvent être mis sous la forme donnée respectivement par (I.1) et (I.2):

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n \sqrt{2} \sin(n \cdot \omega \cdot t - \alpha_n) + V_0 \quad (I.1)$$

$$i(t) = \sum_{m=1}^{\infty} I_m \sqrt{2} \sin(n \cdot \omega \cdot t - \beta_m) + I_0 \quad (I.2)$$

#### I.4. Classification des perturbations électriques

En se basant sur les paramètres caractérisant la tension et énumérés au paragraphe précédent, on distingue quatre familles de perturbations électriques [9]:

- les variations de l'amplitude (creux de tensions, coupures brèves et surtensions, Les fluctuations de tension).
- les fluctuations de la fréquence autour de la fréquence fondamentale.
- les modifications de la forme d'onde (harmoniques, inter harmoniques, bruits).
- la dissymétrie du système triphasé : déséquilibre.

Un autre type de classification des perturbations électriques peut également être élaboré en se basant sur leur durée:

- les perturbations transitoires,
- les perturbations de courte durée,
- les perturbations permanentes.

➤ **Les perturbations électriques transitoires:** ont une durée de moins d'une demi période fondamentale. Elles ont pour principale origine les manœuvres d'ouverture et de fermeture sur le réseau de transport et de distribution, mais également des phénomènes naturels tels que la foudre.

➤ **Les perturbations de courte durée:** sont les creux de tension, les coupures brèves et les surtensions, qui sont généralement provoquées par la présence de courts-circuits. Elles se caractérisent par des variations importantes de l'amplitude de la tension, et peuvent avoir des conséquences néfastes et coûteuses sur les équipements électriques.

➤ **perturbations permanentes:** on retrouve les harmoniques, le bruit, le déséquilibre et les variations de tension et de fréquence. Elles sont généralement provoquées par la présence de charges non linéaires et fluctuantes au sein du réseau électrique. Elles se caractérisent par de faibles variations de l'amplitude, et sont à l'origine d'échauffement, de pertes supplémentaires, de vieillissement prématuré des équipements électriques et de dysfonctionnements sur certains appareillages de contrôle commande.

On peut également remarquer que les origines des perturbations électriques peuvent être classées en deux grandes catégories :

- les défauts au sein des réseaux électriques,
- la présence de charges non linéaires ou fluctuantes.

## **I.5. Problèmes de la qualité d'énergie électrique**

Les problèmes de la qualité encerclent une large gamme de perturbations qui peuvent interrompre l'opération, ces problèmes seront brièvement discutés

- Creux et Coupures de tension.
- Fluctuations de tension.
- Déséquilibre du système triphasé de tension.
- Variation de fréquence.
- Harmoniques et inter harmoniques.
- Saut d'angle de phase (déséquilibre d'angle de phase)

### **I.5.1. Creux et coupures de tension**

Un creux de tension est une diminution de la tension à une valeur située entre 10 et 90% de la tension nominale et d'une durée allant de 10 ms jusqu'à 1 minute. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension [5], voir la figure (I.1).

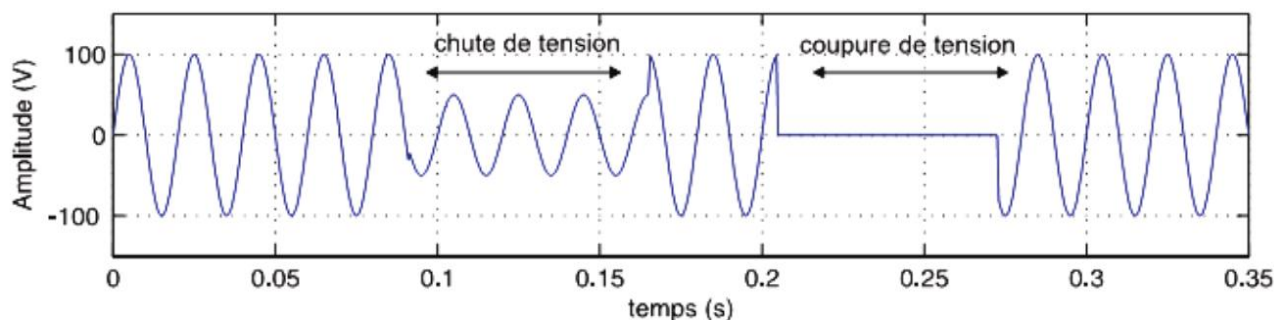


Figure (I.1) Creux et coupures de tension [8]

Sa profondeur est supérieure à 99% ; elle est caractérisée uniquement par sa durée (inférieure à 3 minutes). Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes.

Les creux de tension sont dus à l'apparition de défauts sur l'installation ou sur le réseau de distribution. Les coupures brèves sont généralement la cause de manœuvres des automatismes des réseaux de distribution (réenclencher, isolations de défaut).

➤ **Conséquences:** perturbation ou arrêt du procédé, pertes de données, données erronées, ouverture de contacteurs, verrouillage de variateurs de vitesse, ralentissement ou décrochage des moteurs et extinction de lampes à décharge et pertes de production [5].

### I.5.2. Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de  $\pm 10\%$  et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de Secondes.

Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courants d'appel importants. L'origine principale de ces courants est le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder [3].

Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant un gêne visuel perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé Flicker. Un exemple de fluctuation de tension est montré dans la figure(I.2).

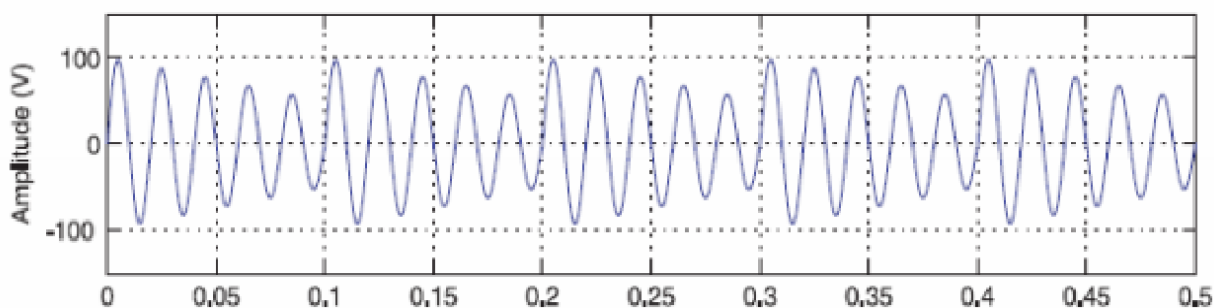


Figure (I.2) Fluctuations de tension [8]

➤ **Conséquences:** Fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou flicker ) [5].

### I.5.3. Déséquilibre du système triphasé de tension

Trois grandeurs de même nature et de même pulsation forment un système triphasé équilibré lorsqu'elles ont la même amplitude et lorsqu'elles sont déphasées de  $\pm 120^\circ$ .

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de  $120^\circ$  les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphasé comme le montre la figure (I.3).

Un réseau électrique triphasé équilibré alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau [3] .

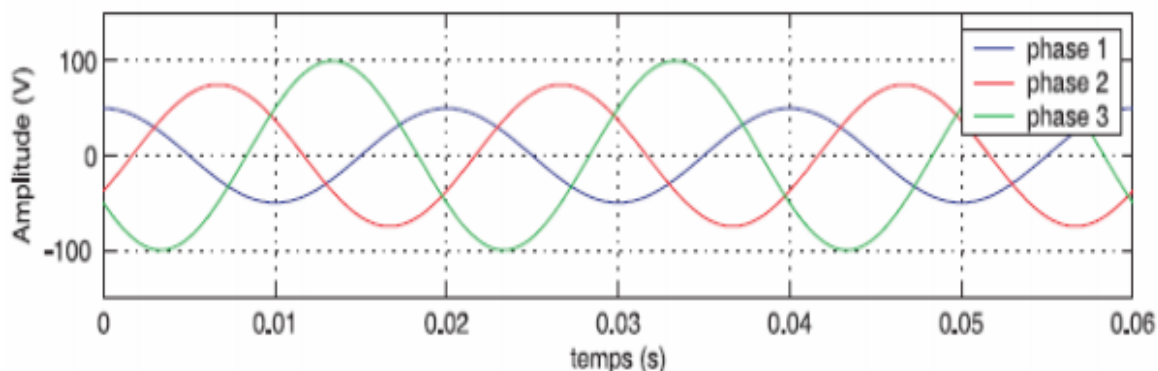


Figure (I.3) Déséquilibre du système triphasé de tension [8]

➤ **Conséquences:** couples moteurs inverses (vibrations) et sur-échauffement des machines tournantes et vibrations [1].

#### I.5.4. Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome, voir la figure (I.4). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau.

Dans les conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$  [3] .

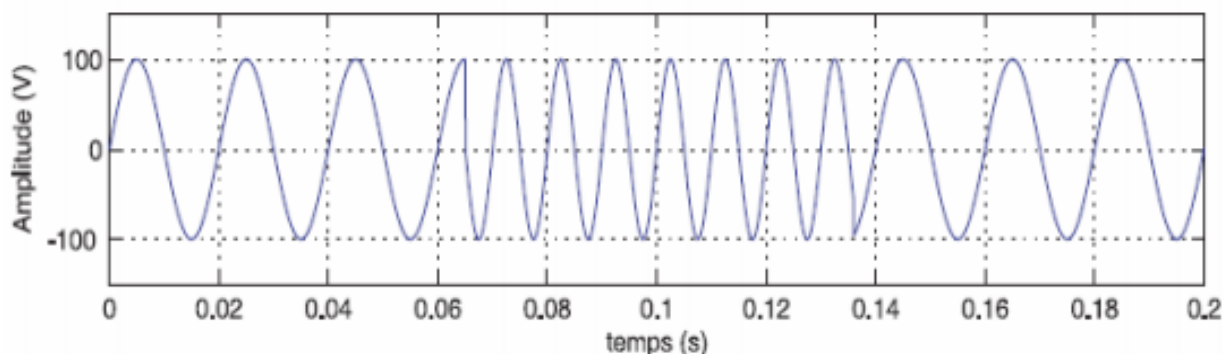


Figure (I.4) Variation de la fréquence[8]

➤ **Conséquences:** Dysfonctionnements des équipements électriques [5] .

#### I.5.5. Harmoniques

Une harmonique peut être défini comme étant une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou d'une quantité possédant une fréquence qui est multiple entier de la fréquence fondamentale. Mais on peut observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale [10].

$$Y(t) = Y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} Y_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (I.3)$$

$Y_h$ : La valeur efficace de la composante de rang h.

$\varphi_h$ :Phase de la composante h lorsque t=0.

$Y_0$ :L'amplitude de la composante continue, généralement nulle.

Les principales sources d'harmoniques sont les dispositifs contenant des éléments qui commutent (les convertisseurs statiques), et les dispositifs à caractéristique tension- courant non linéaire (fours à arc inductances saturées, transformateurs, machines tournantes, etc.).

Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau.

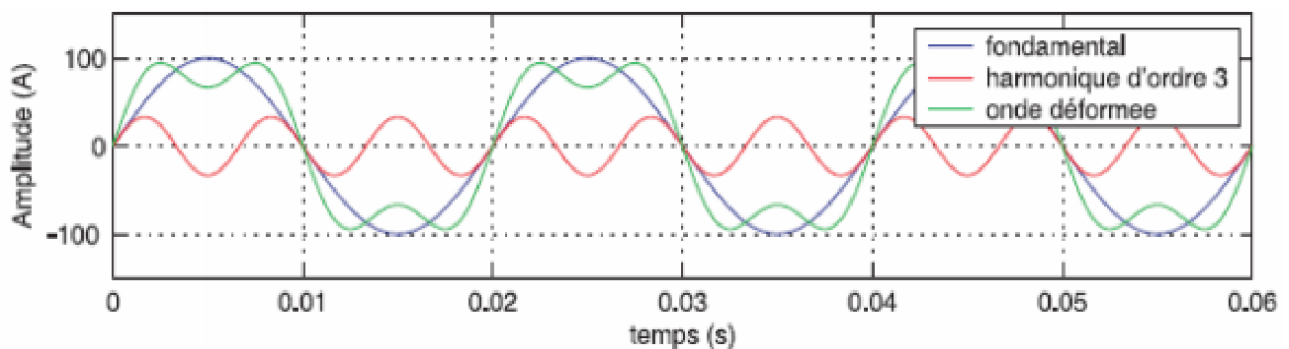


Figure (I.5) Les harmoniques [8]

➤ **Conséquences:** surcharges (du conducteur de neutre, des sources...), déclenchements intempestifs, vieillissement accéléré et dégradation du rendement, troubles fonctionnels et pertes supplémentaires [5] .

### 1.5.6. Inter-Harmoniques

Les inter-harmoniques sont superposées à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau . Les inter-harmoniques sont souvent produites par des convertisseurs statiques de fréquence, les cyclo-convertisseurs, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande [5] .

➤ **Conséquences:** perturbation des signaux de tarification et papillotement.

### 1.5.7. Infra harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celles du Fondamental : 10Hz, 20Hz .Dans ce cas, le signal n'est pas périodique à T (T : période du Fondamental).

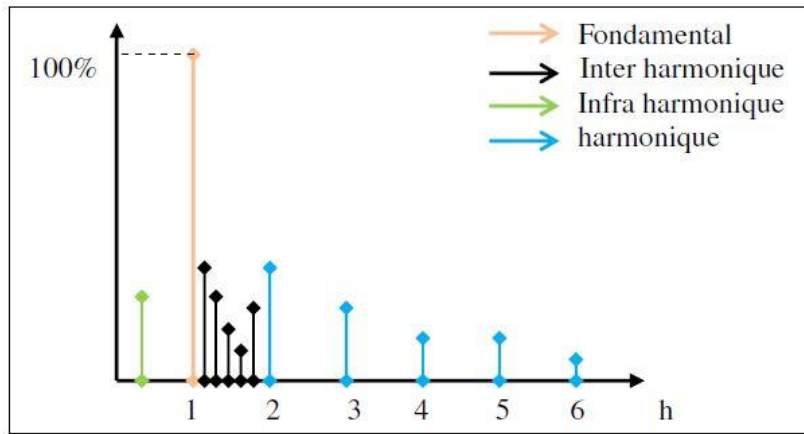


Figure (I.6) Représentation spectrale d'un signal périodique [5]

## I.6. Charges linéaires et non linéaires

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- les récepteurs linéaires (ou charges linéaires),
- les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés. Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, de capacités et d'inductances.

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non-sinusoïdal.

Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs), les circuits magnétiques saturés, les lampes à décharges...[11].

## I.7. Origine d'harmoniques

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection des courants non sinusoïdaux par des charges dites non linéaires.

Ces charges sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présentée sur le réseau [6].

Dans ce cas-là, le courant absorbé par les charges non linéaires peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une pour chaque composante fréquentielle, mises en parallèle comme le montre la Figure (I.7).

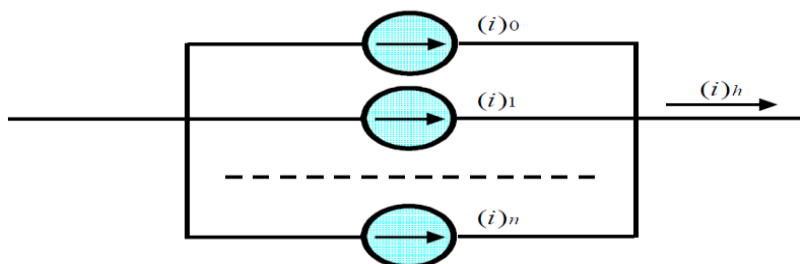


Figure (I.7) Modélisation d'une charge non-linéaire

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier jusqu'à un rang significatif, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal avec une précision souhaitée et une complexité acceptée.

Le contenu harmonique de son courant est donné par la relation (I.3) :

$$(i)_h = (i)_0 + (i)_1 + \dots + (i)_n = (i)_0 + (i)_1\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + (i)_n\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_n) \quad (I.4)$$

Dans le cas d'un système triphasé équilibré, le modèle de la charge sera :

$$\begin{cases} (i_1)_h = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_n) \\ (i_2)_h = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_n - n\frac{2\pi}{3}\right) \\ (i_3)_h = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_n + n\frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.5)$$

Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types [12]:

### **I.7.1. Source harmonique identifiable**

Les équipements dotés de dispositifs de l'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseurs de puissances unitaires importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tensions sont typiquement des sources harmoniques identifiables.

Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur de l'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée.

Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer des moyens nécessaires à la réduction de cette perturbation.

### **I.7.2. Source harmonique non identifiable**

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électro-domestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les microordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent de courants harmoniques non négligeables au réseau.

Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique.

## **I.8. Conséquences des harmoniques**

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau.

Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcouts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types :

les effets instantanés et les effets à terme [6].

### **I.8.1. Effets instantanés**

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

#### ➤ **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques**

En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

#### ➤ **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs**

Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs entraînant de disque.

#### ➤ **Erreurs dans les appareils de mesure**

Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

#### ➤ **Vibrations et bruits**

Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

### **I.8.2. effets à terme**

Ils se manifestent après exposition plus ou moins longue à la perturbation harmoniques. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

#### ➤ **Echauffement des câbles et des équipements**

Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernant les câbles qui peuvent être le siège du sur échauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.

#### ➤ **Echauffement des condensateurs**

L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

#### ➤ **Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs**

Echauffement causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

## **I.9. Caractérisation des perturbations harmoniques**

Le récepteur d'énergie se comporte comme une charge polluante, s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés ou consomme de l'énergie réactive. La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique défini pour la tension ou le courant par rapport à une onde sinusoïdale. Le facteur de puissance est utilisé généralement pour définir la consommation de l'énergie réactive [13].

### I.9.1. Taux Harmonique de Rang n

Le taux harmonique (tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre n et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (I.6)$$

Où :  $C_n$ : représente la composante harmonique de rang n,

$C_1$ : représente la composante fondamentale.

### I.9.2. Le taux de distorsion harmonique

On utilisera le terme *THD* (*Total Harmonic Distortion*) pour désigner le taux de distorsion harmonique. Le *THD* s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de signal déformée.

Deux taux de distorsion harmonique sont distingués :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté  $THD_i$
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté  $THD_v$

Le premier s'exprime sous la forme [14]:

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (I.7)$$

Avec :  $I_1$  la valeur efficace du courant fondamental et  $I_n$  les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.

Le  $THD_i$  ne dépend que des valeurs efficaces du courant de charge. En revanche, le  $THD_v$  est fonction des courants harmoniques, caractérisant la charge, et de l'impédance de court-circuit, imposée par le réseau [6]:

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{cc}^n| I_n}{V_1}\right)^2} \quad (I.8)$$

Ainsi, plus les impédances  $Z_{cc}^n$  ( $n > 1$ ) sont faibles, plus la distorsion en tension est faible.

### I.9.3. Le facteur de puissance

Le facteur de puissance est défini dans le cas général par le rapport de la puissance active P sur la puissance apparente S:

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (I.9)$$

En présence des harmoniques, on définit la notion de puissance déformante  $D$  permettant de rendre compte des harmoniques. Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n \quad (I.10)$$

$$Q = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \phi_n \quad (I.11)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.12)$$

$$D = 3V \sqrt{I_{ch}^2 - I_{ch1}^2} \quad (I.13)$$

P :La puissance active.

Q :La puissance réactive est associée au courant fondamental .

D :La puissance déformante est due aux harmoniques de courant (  $I_{ch}$  est la valeur efficace du courant de la charge et  $I_{ch1}$  est la valeur efficace du courant fondamental ).

L'expression du facteur de puissance peut alors se mettre sous la forme suivante :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.14)$$

D'après le diagramme de Fresnel des puissances représentées sur la figure (I.8), le facteur de puissance peut être écrit sous une autre forme :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \theta' \cdot \cos \phi_n \quad (I.15)$$

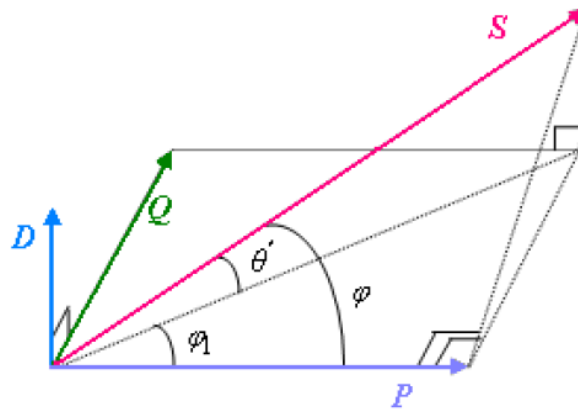


Figure (I.8) Digramme de Fresnel des puissances

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1. En posant:

$$P = 3VI_{ch} \cos(\phi) \quad (I.16).$$

On aura :

$$F_p = \frac{I_{ch1}}{I_{ch}} \cos \phi = F_{dis} \cos \phi \quad (I.17)$$

Ou,  $F_{dis}$  :représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

$\phi$ : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

### I.9.4. Le facteur de déphasage

Le facteur de déphasage représente le cosinus de l'angle entre les fondamentaux de la tension et du courant tel que:

$$\cos \phi = \frac{P_1}{S_1} \quad (I.18)$$

$P_1$ : La puissance active de la composante fondamentale.

$S_1$ : La puissance apparente de la composante fondamentale.

### I.10. Normes et réglementations

Afin de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques et en même temps pour limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques, des normes sur la qualité de l'énergie ont été imposées.

La *CEI* (*Commission Electrotechnique Internationale*) et l'*IEEE* (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique. La *CEI* est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'*IEEE* est une association professionnelle. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées.

Afin de faciliter la connaissance des normes pour chaque domaine, les normes *CEI* qui couvrent tous les domaines de l'électrotechnique sont numérotées et référencées comme par exemple *CEI 61000* sur la compatibilité électromagnétique et *CEI 60063* qui définit les séries de valeurs normalisées pour les résistances et condensateurs.

Au niveau international (*CEI*), les normes *CEI-1000* définissent les niveaux des courants et des tensions harmoniques à respecter [15].

Le Tableau (I.2) présente la norme *CEI-1000-3-2* qui fixe la limitation des courants injectés dans un réseau public basse tension pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A, Il s'agit là des appareils du domaine domestique. Aussi, du fait de leur puissance, les équipements industriels sont exclus du champ d'application de cette norme [16].

Harmoniques impaires		Harmoniques paires	
Rang	COURANT HARMONIQUE ADMISSIBLE MAXIMAL (A)	Rang	COURANT HARMONIQUE ADMISSIBLE MAXIMAL (A)
3	2,30	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,30
9	0,40	8 ≤ h ≤ 40	0,23*8/h
11	0,33		
13	0,21		
15 ≤ h ≤ 39	0,5*15/h		

Tableau (I.2) Limites des composantes harmoniques en courant [16]

Les limitations en tension harmonique que les clients de *EDF* doivent respecter sont [17]:

- ❖ pour un harmonique pair :  $\frac{V_h}{V_1} \leq 0.6 \%$
- ❖ pour un harmonique impair :  $\frac{V_h}{V_1} \leq 1\%$
- ❖ pour le taux de distorsion global de tension :  $THD < 1.6\%$ .

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

D'autre part, la norme principale, *IEEE 519-1992*, (*recommended practices and requirements for harmonic control in power systems*), détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique. Elle impose également les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau. Cette norme limite la distorsion harmonique *THD* du courant des réseaux < 69 kV à 5 %.

### **I.11. Les avantages du traitement des harmoniques sont nombreuses**

- Protection des équipement électriques contre les effets néfastes des courants harmoniques
- Amélioration du  $F_p$  (Facteur de puissance).
- Economies d'énergie électriques dues aux réductions des différents types de pertes et réduction des couts de maintenance.

### **I.12. Solutions pour améliorer la qualité de l'énergie**

Le choix de la solution la plus appropriée dépend des caractéristiques de l'offre au niveau du point de connexion, les exigences de la charge et de l'économie.

Il existe deux possibilités pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, l'une est appelée conditionnement de la charge qui consiste à rendre les équipements du processus industriel moins sensibles aux problèmes de la qualité de l'énergie, en leur permettant ainsi de les surmonter, l'autre possibilité réside dans l'installation d'un dispositif de conditionnement capable de minimiser ou empêcher les perturbations provenant du réseau [6].

#### **I.12.1. Les Creux de Tension**

Pour les creux de courte durée, peu profondes, ils peuvent être atténués par l'amélioration des caractéristiques de la tolérance d'équipements, pour les creux de longue durée, ils peuvent être évités par le changement et/ou le fonctionnement de la structure de système d'alimentation.

Une autre solution consiste à étendre un convertisseur électronique de puissance, utilisé pour connecter un système de grille de production décentralisée, avec un compensateur série.

Le compensateur série est capable de restaurer la tension au niveau du côté de la charge en cas de chute de tension [5].

#### **I.12.2. Déséquilibre du Système Triphasé**

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, le système de distribution électrique peut être équilibré en changeant la configuration du système par des opérations manuelles et automatiques de commutation d'alimentation pour transférer des charges entre les circuits [5].

#### **I.12.3. Fluctuations de la Tension**

Pour les fluctuations de la tension, les solutions consistent à changer le mode d'éclairage; installer des alimentations sans interruption; modifier le perturbateur (le changement du mode de démarrage des moteurs à démarrages fréquents permet par exemple de réduire les surintensités), augmenter la puissance de court-circuit; éloigner électriquement la charge perturbatrice des circuits d'éclairage [18].

## **I.12.4. Dépollution des Harmoniques**

Les systèmes d'électronique de puissance utilisée pour l'amélioration de la qualité de l'énergie sont essentiellement des systèmes de compensation.

Ils travaillent en combinaison avec le réseau, en superposant leur énergie à celle de ce dernier [20].

Deux types de solutions sont envisageables:

- ❖ La première consiste à utiliser des convertisseurs statiques peu ou moins polluants,
- ❖ La seconde réalise un filtrage des composantes harmoniques [18].

Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués:

les solutions traditionnelles et les solutions modernes [5].

### **I.12.4.1. Solutions traditionnelles**

#### **I.12.4.1.1. Action sur la structure de l'installation**

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle [5].

Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles .

#### **I.12.4.1.2. Augmentation de la puissance de court-circuit**

La puissance harmonique augmente lorsque la puissance de court circuit diminue si l'on ne prend pas en compte les phénomènes de résonance .

La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non-linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement [5].

En revanche, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

#### **I.12.4.1.3. Placement d'une inductance de ligne**

Dans le but de limiter la prolifération des effets nocifs dans le réseau, il est possible de limiter les courants harmoniques de certains convertisseurs [5].

Cette solution est utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés.

Elle consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire.

La distorsion en courant est divisée approximativement par deux .

#### **I.12.4.1.4. Rééquilibrage des courants du réseau électrique**

- Répartition égale des charges sur les trois phases, quand les charges monophasées et biphasées sont mal réparties à cause des courants déséquilibrés dans le réseau électrique basse tension [3].

- Compensateur passif, par exemple montage de Steinmetz qui provoque un fort déséquilibre pour les fréquences différentes de 50HZ avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter a proximité d'un générateur d'harmonique [3].

#### **I.12.4.1.5. Dépollution des tensions perturbatrices**

pour dépolluer les réseaux électriques des tensions harmoniques et des tensions déséquilibrées, on peut limiter la circulation des tensions perturbatrices en utilisant les solutions traditionnelles présentées dans le cas des perturbations de courant.

Pour les creux de tension, la meilleure solution est d'utiliser des groupes électrogènes, mais la limitation de la puissance de ces groupes et la qualité médiocre de l'énergie électrique fournie reste un problème [3].

#### **I.12.4.1.6. Les filtres passifs**

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 lequel 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, qui 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.

Des filtres passifs dit amorties peuvent aussi être 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.

##### **a) Classification des filtres passifs**

Les solutions conventionnelles aux problèmes de distorsion harmonique existent depuis longtemps. Le filtrage passif est la plus simple solution conventionnelle pour atténuer la distorsion harmonique.

Les filtres passifs sont des éléments à base d'inductance, capacité et résistance configurés et réglés pour contrôler les harmoniques.

On peut classer les filtres passifs suivant leur fréquence de résonance, leur mode de connexion et leur emplacement sur le réseau.

Cela permet de définir deux grands modes de filtres passifs: les filtres séries utilisés pour les charges génératrices de tensions harmoniques et les filtres parallèles utilisés dans le cas des charges génératrices de courants harmoniques et suivant le modèle choisi, les harmoniques peuvent être :

précisément bloqués par une grande impédance série entre le convertisseur, déviés par une faible impédance en parallèle ou une combinaison des deux [19].

##### **➤ Filtre passif série**

Une façon d'atténuer les harmoniques générées par les charges non linéaires est d'introduire un filtre passif série (figure I.9), dans l'alimentation d'entrée ligne de sorte que le filtre offre une impédance élevée à la circulation des harmoniques à partir de la source à la charge non-linéaire [5].

Depuis le filtre passif série est accordé sur une fréquence particulière, il offre une impédance élevée à sa seule fréquence d'accord.

Selon la propriété physique de L et C choisie, il existe généralement une bande étroite autour de la fréquence d'accord lorsque l'impédance reste élevée.

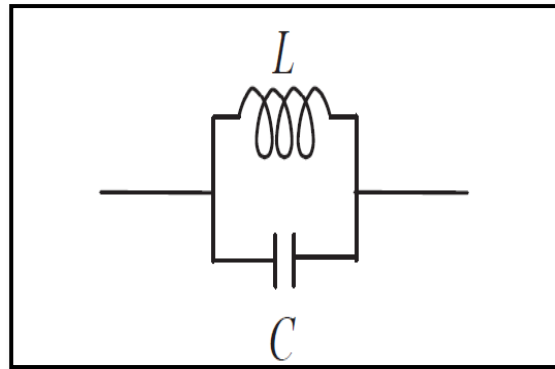


Figure (1.9) Filtre passif série

➤ **Filtre passif parallèle**

Le filtre passif parallèle est montré sur la figure (I.10). Il est constitué d'une inductance en parallèle avec un condensateur. Il présente une impédance faible pour tous les harmoniques et une impédance suffisamment importante par rapport au fondamental, ce qui empêche les courants harmoniques de se propager vers le réseau [5].

Le filtre passif parallèle à un comportement inductif pour les fréquences inférieures à la fréquence fondamentale et un comportement capacitif pour les fréquences supérieures à la fréquence fondamentale, ce qui est un avantage majeur pour le contrôle du courant dans l'inductance.

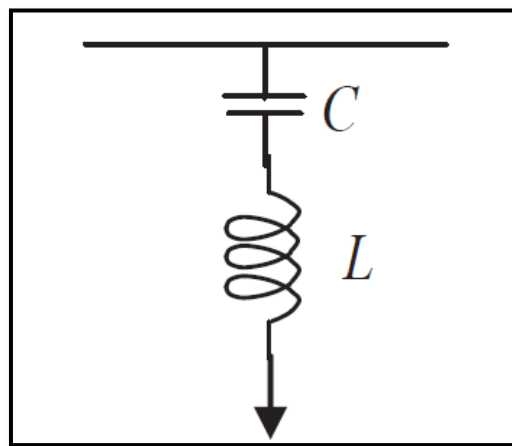


Figure (1.10) Filtre passif parallèle

En général dans l'usage, on rencontre deux types de filtres passifs parallèles : le filtre passif résonant et le filtre passif amorti.

➤ **Filtre résonant**

Le filtre passif résonant est constitué d'un circuit résonnant composé d'un condensateur et d'une inductance en série accordés sur la fréquence de l'harmonique que l'on veut éliminer.

Ce filtre possède une impédance faible pour l'harmonique concerné et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau [5].

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 ou chacun d'entre eux agit sur le rang harmonique à éliminer voir la figure (I.11).

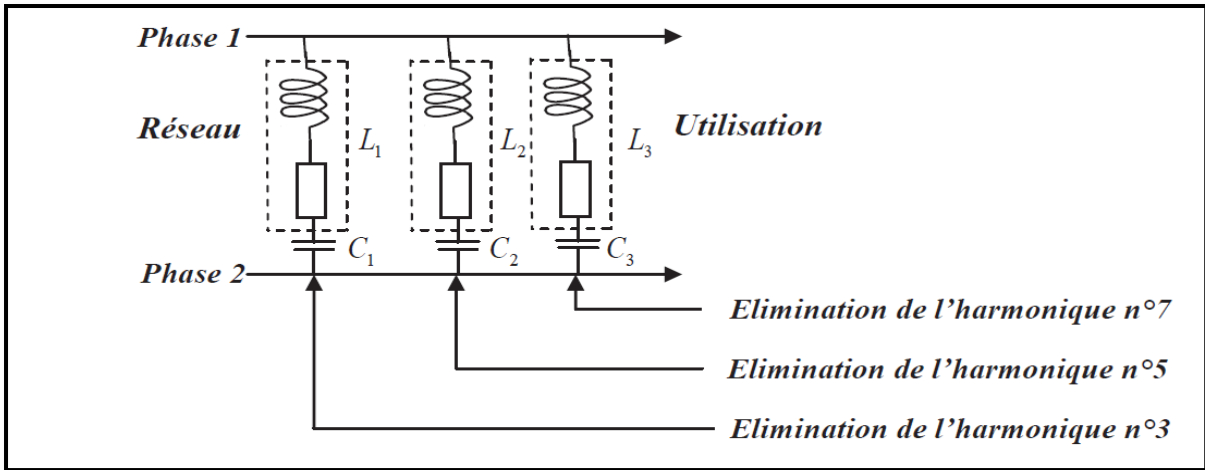


Figure (1.11) Filtres résonants agissant sur plusieurs rangs harmoniques [5]

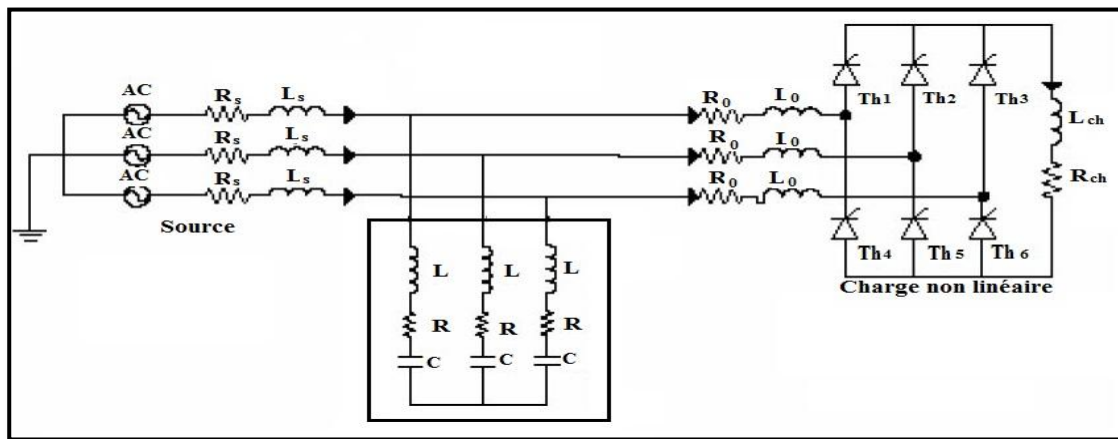


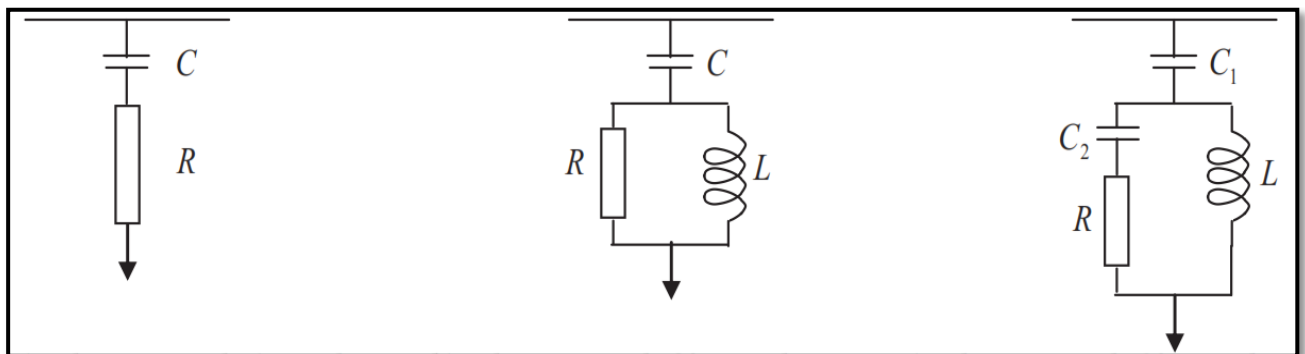
Figure (1.12) Filtre passif résonant [19]

➤ **Filtre passif amorti**

Le filtre amorti peut réduire le risque de résonance non souhaitée, et permet de réduire considérablement la taille du filtre passif, en fonctionnant sur une large gamme de fréquence.

On distingue trois types de filtre amorti :

- ✓ Le filtre de premier ordre est très peu utilisé car il exige une grande capacité et provoque des pertes de puissance élevées.
- ✓ Les filtres de deuxième et troisième ordres sont plus performances [3].



a) Filtre amorti de 1<sup>er</sup> ordre

b) Filtre amorti de 2<sup>ème</sup> ordre

c) Filtre amorti de 3<sup>ème</sup> ordre

Figure (1.13) Filtre amorti [3]

Ce filtre assure l'atténuation des harmoniques dans une plus large bande de fréquence que le filtre résonant mais sans éliminer concrètement ces perturbations. Il ne réalise donc pas la suppression de ces harmoniques, mais contribue à améliorer sensiblement le taux de distorsion harmonique globale d'une installation polluée.

Pour des installations utilisant le filtrage harmonique, on peut concevoir de mettre en œuvre un filtre résonant pour le rang 5 et 7, associé à un filtre amorti accordé pour  $h$  égale à 13.

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courant 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 des inconvénients [19]:

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux,
- Problème de résonances avec l'impédance du réseau,
- Leur efficacité dépend de l'impédance du réseau, mal connue et susceptible de varier,
- Leur incapacité de couvrir une large bande de fréquence, d'où l'utilisation de plusieurs filtres de rang d'accord différents.

Ces inconvénients et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, ont permis de nouvelles solutions aux perturbations du réseaux électrique.

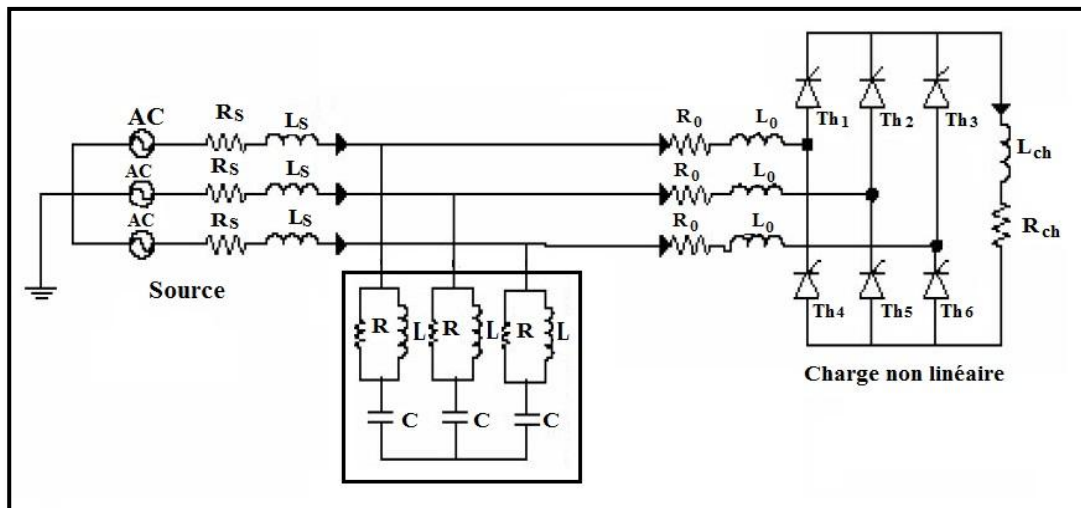


Figure (I.14) Filtre passif amorti [19]

### b) Les avantages et les inconvénients des filtres passifs

Le filtrage passif a déjà largement fait ses preuves dans le milieu industriel grâce à son coût faible, son efficacité et son adaptation pour des réseaux de forte puissance.

Cependant Il présente les inconvénients suivants [5]:

- L'impédance du réseau en présence des filtres passif peut faire apparaître des résonances.
- Le filtrage passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires et dans ce cas, le filtre passif peut être surchargé.
- Le filtrage passif est peu flexible et, en cas de modifications dans le réseau, il peut avoir du mal à s'adapter aux nouveaux besoins du filtrage.
- La conception des filtres passifs doit considérer la tolérance de fabrication et les dérives paramétriques qui apparaissent à l'usage.

➤ La présence d'un filtre harmonique raccordé à un réseau d'un niveau de tension donné nécessite de déconnecter tous les condensateurs raccordés au même réseau sous peine de destruction.

Ainsi, avant d'installer un filtre de ce type, une étude détaillée doit être menée afin d'analyser, cas par cas, les risques de résonance et de surcharge .

### **I.12.4.2. Solutions modernes de dépollution**

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.

Suite aux effets néfastes, les recherches se sont ré-axées vers d'autres solutions présentant de moindres inconvénients. Alors, grâce au développement qu'a connu la technologie des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables (GTO, IGBT, MOSFET ...), ont apparus les convertisseurs AC-DC (redresseur MLI) d'une part, permettant un meilleur contrôle du facteur de puissance et l'atténuation de certains harmoniques basses fréquences.

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [5].

#### **I.12.4.2.1. Redresseur dodécaphasé**

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.

Un convertisseur composé de ( $m_c$ ) convertisseur triphasé élémentaire à indice de pulsation  $p$ , sera à indice de pulsation  $n$  tel que  $n = m_c \cdot p$ , si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de  $\frac{2\pi}{m_c \cdot p}$  [20].

Leur principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de  $30^\circ$  entre elles (ou deux transformateurs dont les couplages entre les primaires et les secondaires doivent être couplés différemment (Y/Y et Y/D ou D/D et D/Y). Chacun de ces secondaires alimentant un redresseur en pont de Grätz. On obtient ainsi un redresseur dit dodécaphasé (pont ayant douze bras) dont les redresseurs sont montés en série (Figure I.15).

Cette solution permet, par combinaison des courants, d'éliminer au primaire les harmoniques de rang les plus bas tels que 5 et 7 (souvent les plus gênants car de plus fortes amplitudes) [20]. Elle nécessite un transformateur à deux secondaires, l'un en étoile et l'autre en triangle ce qui permet de ne générer que les harmoniques de rang  $12k \pm 1$  [5].

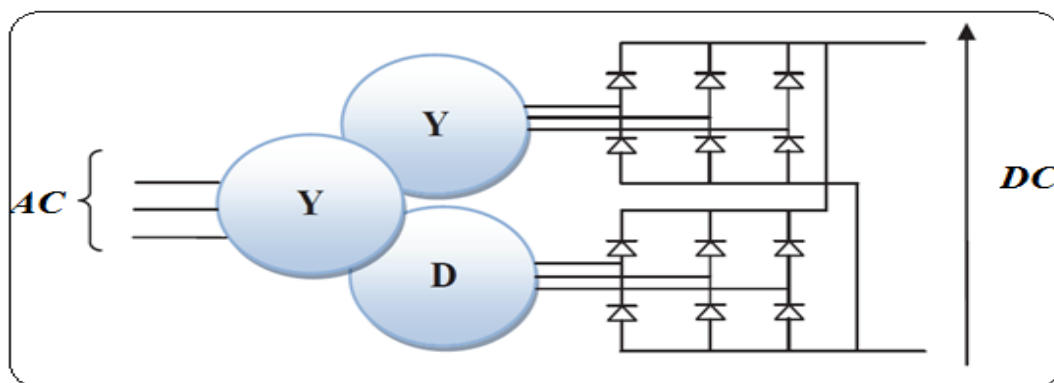


Figure (I.15) Pont dodécaphasé [5]

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation.

#### I.12.4.2.2. Filtrage actif

Les premiers principes du filtrage actif ont été présentés dès le début des années 1970. Les premières familles de filtres actifs parallèles et série (solution adaptée à la compensation des tensions) apparaissent en 1976 et sont réalisés avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI [16].

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomènes de résonance). Parmi toutes les solutions modernes, on trouve deux types de structures classiquement utilisées [10]:

- Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.
- le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.
- Le filtre actif multi-niveaux
- Le filtre actif hybride (série, parallèle).
- La combinaison parallèle-série actifs : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal [10].

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées,

les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques. Dans la suite, différentes topologies de filtres actifs usuels sont présentées

##### a) Filtrage actif série (F.A.S)

Dans cette configuration, le filtre est placé en série sur le réseau comme le montre la figure (I.16). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions,... etc. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [6].

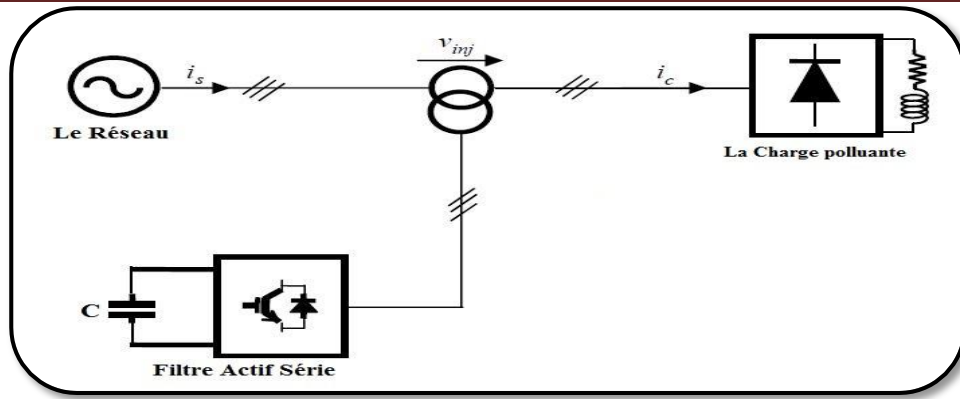


Figure (I.16) Structure du filtre actif série [6]

**b) Filtrage actif parallèle (F.A.P)**

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.17), 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 actif [6].

Le filtre actif parallèle existe deux types de fonctionnement pour un filtre actif parallèle [5-21]:

- compensation des courants harmoniques.
- compensation des tensions harmoniques.

❖ **Filtre compensateur de courant**

Le filtre actif parallèle compensateur de courant, injecte un courant ( $I_f$ ) qui s'oppose au courant harmonique émis par la charge ( $I_{ch-h}$ ). Le courant ( $I_s$ ) est alors sinusoïdal.

L'ensemble charge/filtre se présente alors comme une charge qui n'absorbe qu'un courant sinusoïdale [2].

S'il y a peu de tensions harmoniques préexistantes coté source, on obtient une tension coté charge sinusoïdale puisque la chute de tension harmonique dans l'impédance du réseau est nulle.

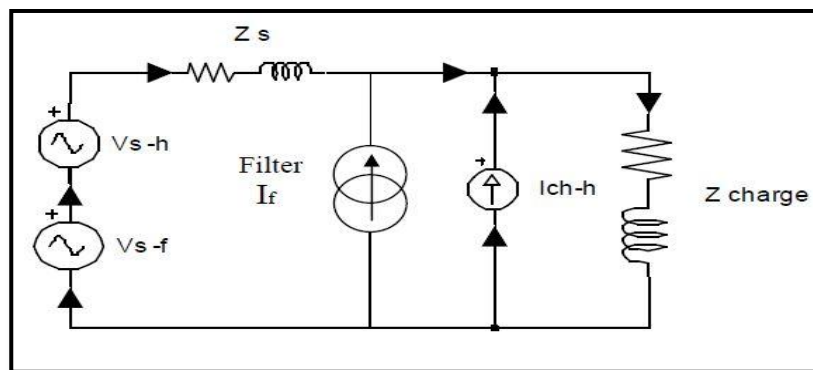


Figure (I.17) Filtre actif parallèle (compensateur de courant) [2]

❖ **Filtre compensateur de tension**

Ce filtre a pour rôle de maintenir sinusoïdale la tension à ses bornes, c'est à dire du côté de la charge, quelque soit le courant émis par la charge et quelle que soit la qualité de la source de tension.

Le filtre injecte un courant harmonique à travers l'impédance ( $Z_s$ ) de façon à créer à ses bornes une chute de tension harmonique que permet de régler la tension harmonique aux bornes de la charge ( $V_{ch-h}$ ).

Cette stratégie de filtrage convient lorsque l'impédance ( $Z_s$ ) est suffisamment grande. En effet le dimensionnement en courant du filtre actif dépende du rapport  $(V_{ch-h})/Z_s$ .

Sur la figure (I.18) apparaît le synoptique d'un filtre actif parallèle [2].

Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant au filtre actif. La capacité joue le rôle d'une source de tension continue, la tension à ses bornes doit obligatoirement être régulée.

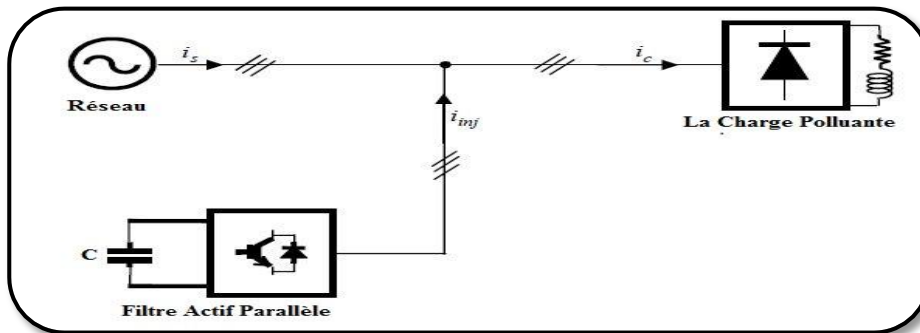


Figure (I.18) Structure du filtre actif parallèle [6]

	<b>Filtre actif parallèle</b>	<b>Filtre actif série</b>
<b>Circuit de puissance du filtre actif</b>	Onduleur de tension à MLI avec boucle de courant	Onduleur de tension à MLI sans boucle de courant
<b>Filtre actif fonctionnent comme</b>	Source de courant $I_{af}$	Source de tension $V_{af}$
<b>Type de charge non linéaire</b>	Redresseurs à diodes ou à thyristors à charge inductive et cycloconvertisseurs	Redresseurs à diodes à charge capacitive au coté continue
<b>Fonction additionnelle</b>	Compensation de la puissance réactive	Régulation de la tension Alternative

Tableau(I.3) comparaison entre le filtre actif parallèle et le filtre actif série [2]

c) **La combinaison parallèle-série actif (UPQC)**

D'après ce qui précède, ni l'un ni l'autre des deux types de filtre actif n'est capable de réaliser un filtrage complet donnant une tension sinusoïdale côté charge et un courant côté réseau exempt d'harmonique. Cet objectif peut être réalisé en utilisant un filtre actif mixte composé de deux filtres actifs, l'un connecté en série avec la charge l'autre en parallèle avec celle-ci, comme le montre la figure (I.19). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou *Unified Power Quality Conditioner (UPQC)*. Les tensions harmoniques provenant du réseau sont

éliminées par le filtre série fonctionnant en générateur de tension tandis que les courants harmoniques absorbés par la charge polluante sont compensés par le filtre actif parallèle, générateur de courant [6].

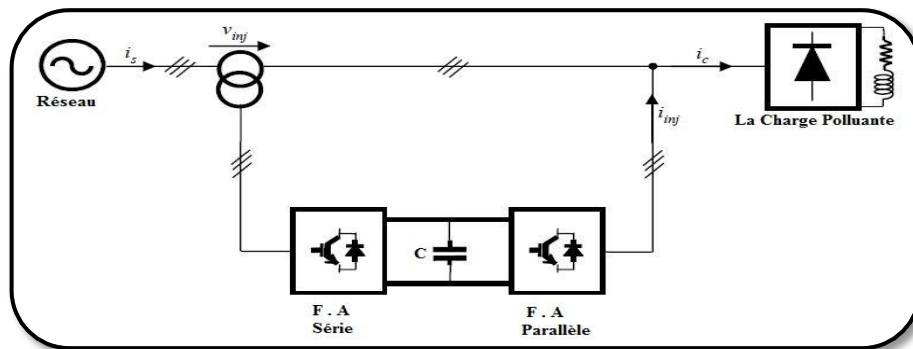


Figure (I.19) Filtre combiné parallèle-série (UPQC) [6]

#### I.12.4.2.3. Les avantages et les inconvénients du filtre actif

Le filtre actif offre de nombreux avantages:

- \* Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques (dans la limite de sa bande passante).
- \* Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.
- \* Il est insensible à la variation des caractéristiques du réseau.
- \* Il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif, puisque il fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté .
- \* La compensation de la puissance réactive est envisageable.
- \* Le risque de résonance (amplification des harmoniques) entre filtre et impédance du réseau, qui existe avec un filtre passif est supprimé.

Toutefois, le filtrage actif présente quelques inconvénients:

- \*Le filtrage actif n'est possible que dans le cas des réseaux de faible puissance.
- \* Il permet la compensation de l'énergie réactive, mais à un coût très élevé par rapport au filtrage passif.
- \* Son coût est beaucoup plus élevé que celui du filtre passif.

#### I.12.4.2.4. Les avantages de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs

- le volume physique du filtre est plus réduit.
- la capacité de filtrage est supérieure.
- la flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients:

- leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- l'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration.
- les pertes sont légèrement plus élevées.

**I.12.4.2.5. Comparaison entre le filtre actif et le filtre passif**

	<b>Filtre passif</b>	<b>filtre actif</b>
<i>Action sur les courants Harmoniques</i>	Nécessite un filtre pour chaque fréquence (encombrant)	Agit simultanément sur plusieurs fréquences
<i>Influence d'une variation de Fréquence</i>	Efficacité réduit	Aucune conséquence
<i>Influence d'une modification de l'impédance</i>	Risque de resonance	Aucune conséquence
<i>Influence d'une augmentation de courant</i>	Risque de surcharge et de détérioration	Aucune risque de surcharge, mais efficacité diminuée
<i>Ajout de matériel (augmentation de charge)</i>	Nécessite des modification sur le filtre, dans certaines cas	Aucune problème
<i>Action sur les harmoniques suivant leur ordre</i>	Très difficile	Possible, grâce au Paramétrage
<i>Modification de la fréquence Fondamentale</i>	Modification impossible	Possible, grâce à la Reconfiguration
<i>Encombrement</i>	Important	Faible
<i>Poids</i>	Important	Faible

Tableau (I.4) Comparaison entre le filtre actif et le filtre passif [2]

**I.12.4.2.6. Filtre actif multi-niveaux**

L'utilisation limitée des filtres actifs est due en partie aux coûts structurels mais aussi à la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension.

Les onduleurs multi-niveaux présentent comme principal avantage la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance[6] .

Pour les applications de filtrage actif, ces topologies ont donc été sujets de recherche très tôt avec la topologie NPC. De nombreuses publications concernent les applications multi-niveaux avec les différentes topologies NPC, multicellulaire, ou à convertisseurs imbriqués.

De nombreux configurations possibles des filtres actifs à base d'onduleur multi-niveaux ont été étudiées dans la littérature [6].

**I.12.4.2.7. Filtre hybride**

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs a des filtres passifs peut être une solution [5].

Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif.

Dans ce cas on connectera en parallèle ou en série des filtres passifs pour compenser les harmoniques prépondérants. Ainsi, les filtres passifs éliminent les harmoniques en basses fréquences, ce qui permet de réduire le dimensionnement du filtre actifs qui ne compense que le reste des perturbations. En conséquence, le filtre hybride est plus petit que pour un filtre actif et la réponse est bien meilleure qu'avec des filtres passifs seuls.

Cette structure permet d'améliorer les caractéristiques de compensation des filtres passifs et de réaliser ainsi une réduction de la valeur nominale du filtre actif [5].

Souvent le filtre passif est formé par deux filtres réglés aux fréquences des harmoniques 5 et 7 et un filtre passe haut réglé autour de la fréquence de l'harmonique.

Ainsi dans ce cas, le filtre actif permet d'éviter des résonances entre les éléments passifs et le réseau.

On a plusieurs structures de filtre mixte. Par exemple [5]:

a) **Association d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif parallèle :**

Dans cette topologie, le filtre actif est connecté en parallèle avec le filtre passif. Tous les deux sont également en parallèle avec la charge.

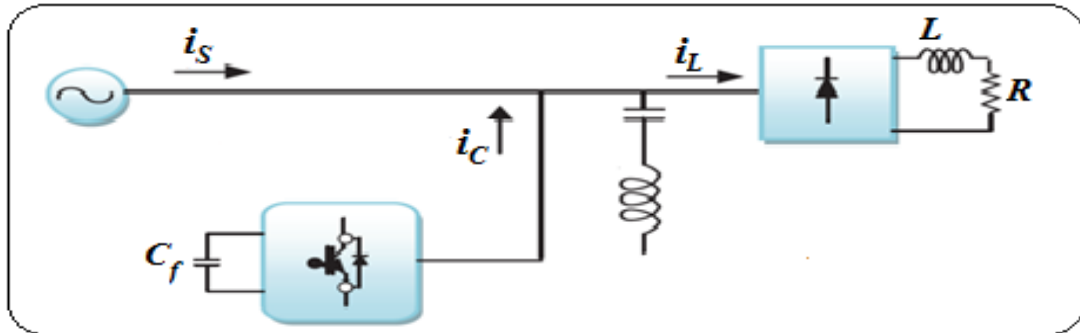


Figure (I.20) Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle [5]

Le filtre actif parallèle sert à compenser les courants harmoniques de basses fréquences émis par la charge polluante, alors que le filtre passif accordé sur une fréquence harmonique élevée, permet de compenser les harmoniques de hautes fréquences [5].

Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cyclo-convertisseur de forte puissance.

b) **Association d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif série :**

Dans cette configuration, les deux filtres actif et passif sont directement connectés en série, sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme il est présenté dans la figure .

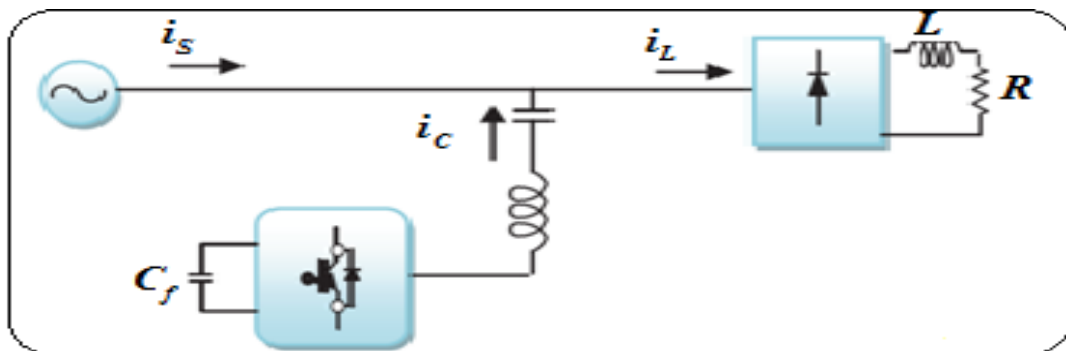


Figure (I.21) Filtre actif parallèle avec filtre passif série [5]

Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale.

Ce système présente deux avantages :

le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible et le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

c) Association d'un filtre actif série et un filtre passif parallèle :

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences [5].

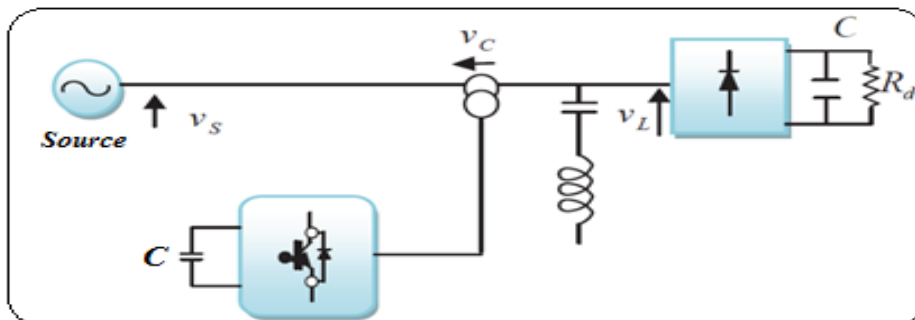


Figure (I.22) Filtre actif série avec filtre passif parallèle [5]

d) Association d'un filtre actif série et un filtre passif parallèle :

Le principe de fonctionnement de cette configuration est le même que le précédent. Il a l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est faible, de plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge [5].

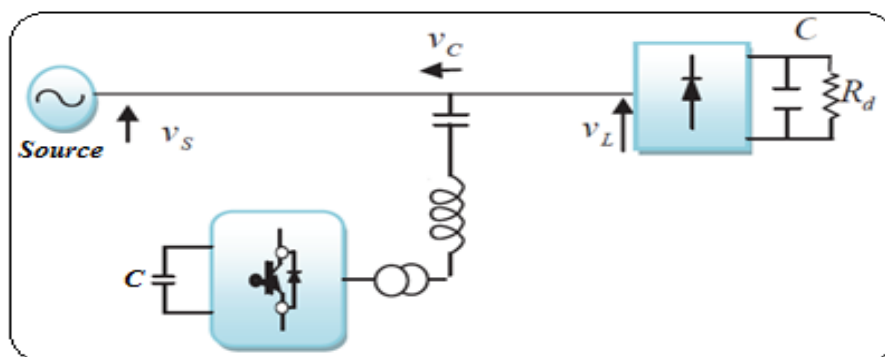


Figure (I.23) Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle [5]

Principes	Avantages	Inconvénients
<i>Filtrage passif</i>	Amélioration de la forme du courant	Risque de résonance, pas d'adaptabilité, encombrant.
<i>Filtrage actif parallèle</i>	Amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de la charge et du réseau	Amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente.
<i>Filtrage actif série</i>	Amélioration de la forme de la tension adaptabilité aux variations de la charge et du réseau.	Pas d'amélioration de la forme du courant.
<i>La combinaison parallèle-série actifs</i>	Amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau.	Réalisation difficile.

Tableau (I.5) avantages et inconvénients du filtrage

### I.12.4.3. Comparatif et choix du filtre actif parallèle

Le tableau (I.6) montre un récapitulatif des avantages et inconvénients de six schémas de dépollution: renforcement de la puissance de court-circuit, filtrage passif, redresseur dodécaphasé, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et le filtrage parallèle-série actifs.

Le filtre parallèle-série actifs compense toutes les perturbations liées à la tension et au courant. Néanmoins, cette solution dite universelle reste difficilement réalisable en pratique.

Le filtre actif parallèle génère des composantes harmoniques aux mêmes fréquences et en opposition de phase aux perturbations mesurées. Il compense les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire, tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Cependant, la compensation des harmoniques de tension n'est toujours pas évidente avec cette approche.

En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie (plutôt portée sur la compensation des harmoniques de courant) et les bonnes performances obtenues par le filtre actif parallèle, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques.

Principles	Avantages	Inconvénients
<i>renforcement de la puissance de court-circuit</i>	amélioration de la forme de la tension	pas d'amélioration de la forme du courant, pas toujours réalisable
<i>filtrage passif</i>	amélioration de la forme du courant	risque de résonance, pas d'adaptabilité
<i>Redresseur Dodécaphasé</i>	harmoniques 5, 7, 17 et 19 sont éliminés	harmoniques de rang $12k \pm 1$ sont conservés
<i>filtrage actif série</i>	amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	pas d'amélioration de la forme du courant
<i>filtrage actif parallèle</i>	amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
<i>la combinaison parallèle-série actifs (UPQC)</i>	amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	réalisation difficile

Tableau (I.6) Récapitulatif des solutions de dépollution

### ***1.13. Conclusion***

Dans ce premier chapitre, En premier lieu, nous avons exposé une idée générale sur la qualité d'énergie électrique et sur la notion d'harmoniques, et principalement sur leurs sources, leurs caractéristiques, leurs influences sur les réseaux de distribution d'énergie et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué. Puis on a présenté deux types de solutions pour améliorer la qualité d'énergie du réseau électrique:

- la première solution se basé sur l'utilisation des moyens traditionnels introduisant dans la plus part des cas les filtres passifs qui ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Cette solution est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance.
- En effet, grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement, les composants semi-conducteurs ) et des outils de commande, nous avons exposé la seconde solution qui inclut la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Dans ce contexte, nous allons mis en évidence l'importance de différentes structures des filtres actifs: parallèle, série, et leur combinaisons (filtre hybride), en plus, la structure multi-niveaux. Ces topologies peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité. Elles peuvent être installées pour compenser toutes les perturbations de courant telles que les harmoniques, les déséquilibres ainsi que pour compenser la puissance réactive.

Dans les chapitres suivants, nous présenterons l'étude détaillée d'onduleur et l'Onduleur multi-niveaux ainsi que leurs stratégies de commande, après que nous avons étudié la structure et la stratégie du commande de filtre actif parallèle à deux, à trois et à cinq niveaux.



## II. Onduleur et Onduleur Multiniveau

### II.1. Introduction

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc.

Dans ce chapitre nous avons présenté la structure de l'onduleur, le principe générale de fonctionnement et les différents types.

Puis nous avons consacré à l'étude générale d'onduleurs de tension multi-niveaux. parce que ils sont beaucoup utilisés dans les domaines d'application de moyenne tension et grande puissance, en raison de leurs divers avantages tels que: la bonne qualité de l'alimentation, une bonne compatibilité électromagnétique, les pertes de commutation faibles et leur capacité en haute tension, ainsi que, la diminution de contenu harmonique dans la tension et courant de sortie.

Dans dernière partie de ce chapitre nous aborderons le principe de fonctionnement, les différentes topologies et les différentes stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux.

### II.2. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie [3].

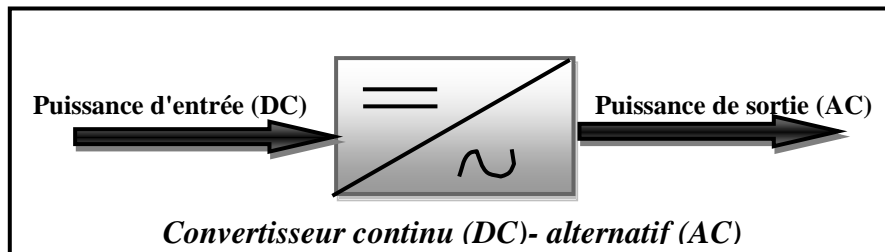


Figure (II.1) Schéma de principe de l'onduleur

### II.3. Les application des onduleurs

Ils sont utilisés en électrotechnique pour :

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes. Nous citons quelques domaines d'application :
  - Production des tensions sinusoïdales de fréquences moyennes (de quelques kHz à quelques 10Khz): soudage...
  - Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs, chauffage à induction....
  - Alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable.

## II.4. Choix des composants

La figure suivante représente le choix des composantes d'un bras du onduleur

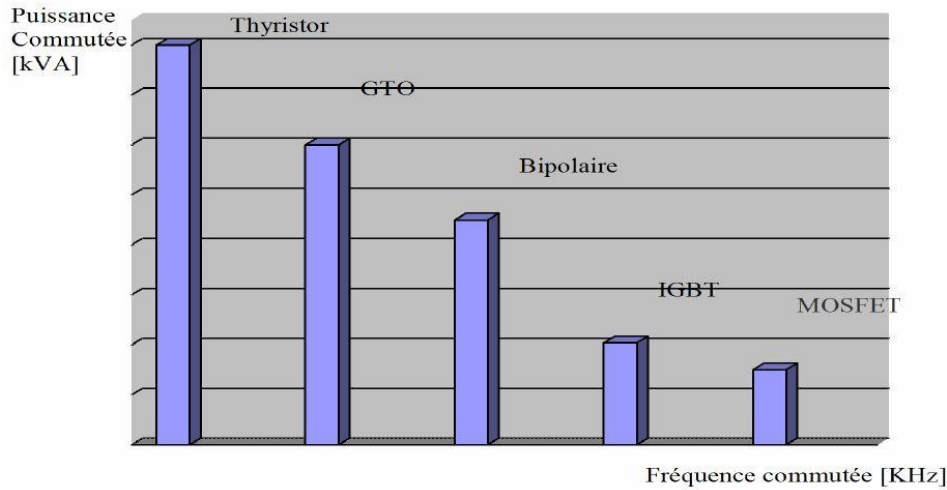


Figure (II.2) Choix des composants selon la puissance et la fréquence [3]

En ce qui concerne les signaux de commande on doit indiquer les instants d'amorçage et de blocage pour les composants, ces derniers en électronique de puissance sont déterminés par les niveaux de la puissance et de la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible (le cas du Mosfet), et inversement.

## II.5. Principe générale de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure I.6, On peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.

L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la Fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt Temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.

Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui Suppose  $V_e$  l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources [21].

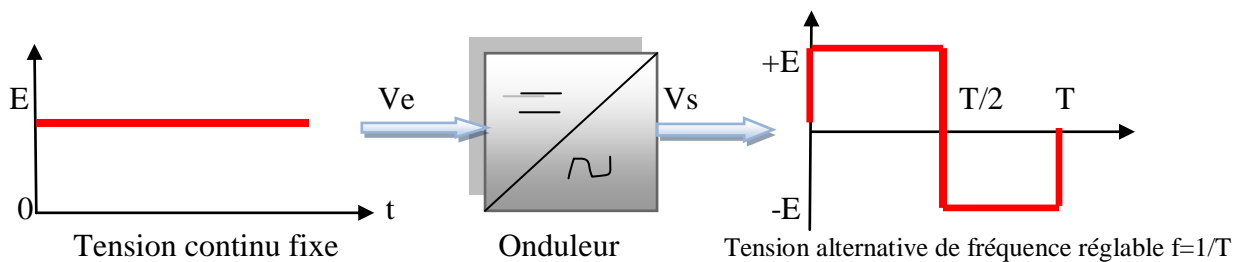


Figure (II.3) Symbole et signal d'un onduleur.

Quand  $K_1 - K_2$  sont fermés (On) et  $K_3 - K_4$  sont ouverts (Off) pour  $t_1 < t < t_2$  on obtient une alternance positif  $U(t) = V_{dc}$  comme la montre la figure (II.4).

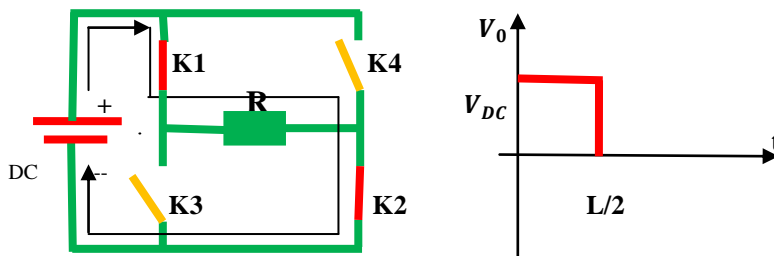


Figure (II.4) Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présentée sur la figure (II.5)

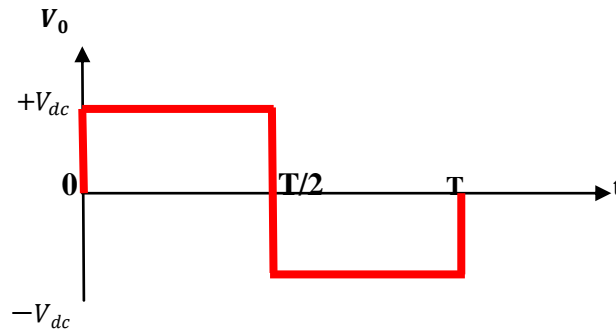


Figure (II.5) Signal complet de l'onduleur.

## II.6 . Classification des onduleurs

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des Performances recherchées [6].

Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de Leurs interrupteurs.

### II.6.1. Onduleur autonome

Qui délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner. Et leurs interrupteurs sont commandés par des circuits auxiliaires indépendants du réseau alternatif.

Parmi les domaines d'emploi des onduleurs autonomes on trouve principalement [6]:

#### II.6.1.1. Les onduleurs a fréquence fixe

Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateurs ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de secours.

#### II.6.1.2. Les onduleurs à fréquence variable

Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur variables, nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant continu.

### II.6.2. Onduleur non autonome

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés Uniquement à la fermeture et la commutation est «naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour Moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

## II.7. Les différents types d'onduleur

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé.

La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant la charge (le moteur) . Il fournit des grandeurs électriques variables à la charge (moteur) . Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.

### II.7.1. Les onduleurs (autonomes) de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes [22], Comme exemple, on prend le montage de la figure (II.6) ci-dessous illustrant le modèle d'un onduleur de courant monophasé, qui se compose de quatre interrupteurs de puissance  $K_1, K_2, K_1'$  et  $K_2'$ , sur la figure (II.7) sont représentés les signaux de commande et les formes d'ondes des courants correspondants .

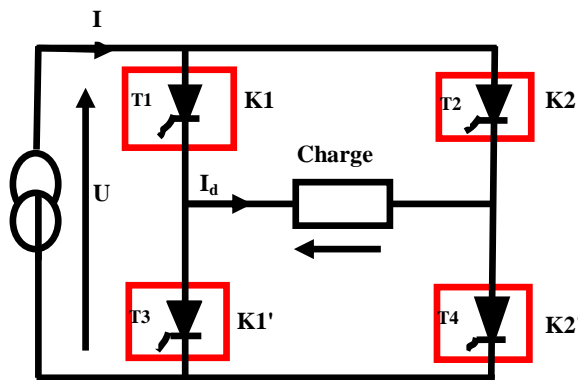


Figure (II.6) onduleur de courant en pont monophasés

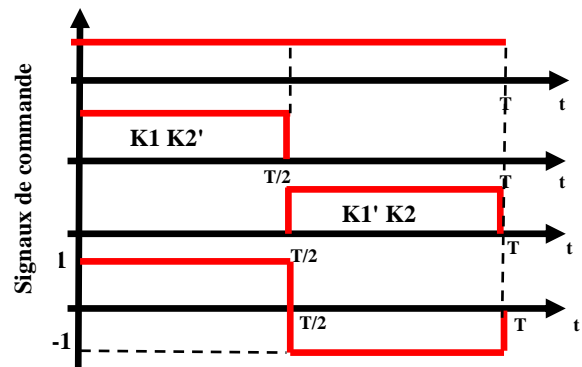


Figure (II.7) signaux de commande et forme d'onde de courante

De même, pour l'onduleur de courant, les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de  $i_d(t)$ .

Si le courant d'entrée de l'onduleur est constant et égal à  $I$ , quelque soit  $U$ :

- Pour  $0 < t < T/2$  : les interrupteurs,  $K_1, K_2'$  sont fermés, et  $K_2, K_1'$  sont ouverts : D'où:  $i = +I$
- Pour  $T/2 < t < T$  : les interrupteurs,  $K_2, K_1'$  sont fermés, et  $K_1, K_2'$  sont ouverts : D'où  $i = -I$

La tension  $U_d(t)$  de la sortie est donc la tension  $U$  à l'entrée, elle dépend de la charge placée dans le coté alternatif.

Dans ce cas; l'interrupteur est formé d'un semi conducteur commandé à l'ouverture et la fermeture, il n'a pas à être réversible en courant, alors on n'a pas besoin de diode mise en parallèle [23].

## II.7.2. Les Onduleurs (autonomes) de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affecté par les variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie «  $i'$  » et donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent de la charge placée du côté alternatif [22].

Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

Nous présentons le principe des onduleurs de tension dans le cas où la sortie est monophasée et utilisons l'onduleur en pont à quatre interrupteurs :  $K1$ ,  $K2$ ,  $K1'$  et  $K2'$ .

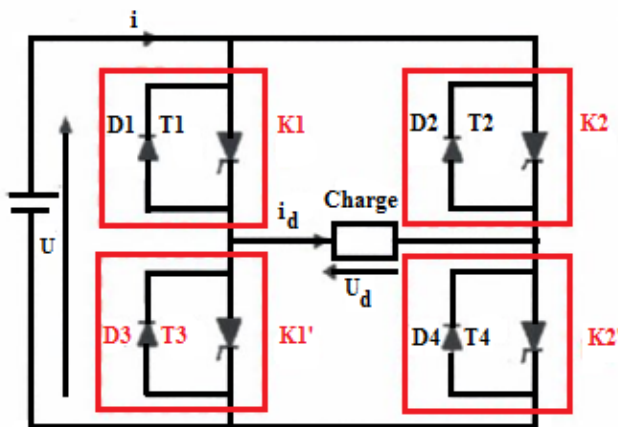


Figure (II.8) Onduleur de tension en pont monophasée

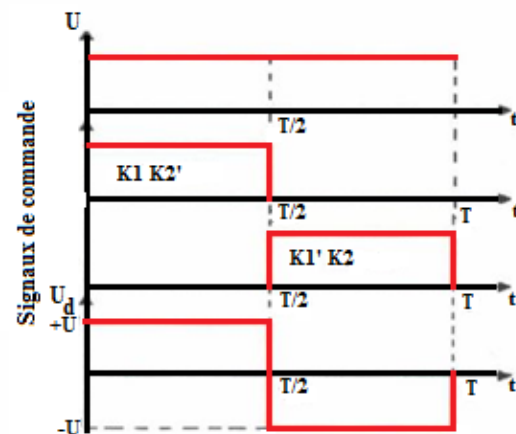


Figure (II.9) Signaux de commande et forme d'onde des tensions de sortie

Les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de  $U_d(t)$  comme suit:

Si la tension d'entrée de l'onduleur est constant et égal à  $U$ , quelque soit  $I$  on a :

- Pour  $0 < t < T/2$  : les interrupteurs,  $K1$ ,  $K2'$  sont fermés, et  $K2$ ,  $K1'$  sont ouverts.

D'où:  $U = +U$

- Pour  $T/2 < t < T$  : les interrupteurs,  $K2$ ,  $K1'$  sont fermés, et  $K1$ ,  $K2'$  sont ouverts.

D'où:  $U = -U$

Le courant de la sortie est donc le courant  $I$  à l'entrée, il dépend de la charge placée du côté alternatif.

Notant que les interrupteurs  $K_i$  de l'onduleur; Figure I.10 sont formés par la mise en parallèle d'un semi-conducteur  $T_i$  commandé à l'ouverture et à la fermeture et d'une diode  $D_i$ . Cette dernière assure la continuité de courant permettant ainsi la conduction d'un courant négatif dans le cas où le courant est déphasé par rapport à la tension de sortie [23].

## II.8. Les différents types d'onduleurs de tension

### II.8.1. Les onduleurs monophasés de tension

Ce type d'onduleurs est destiné à alimenter des Charges alternatives monophasées, on distingue deux configurations de base : en demi-pont ou en pont complet [24].

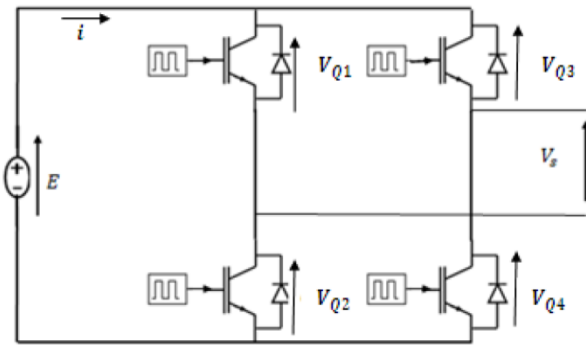


Figure (II.10) Schéma de l'onduleur de tension deux niveaux en pont complet [24]

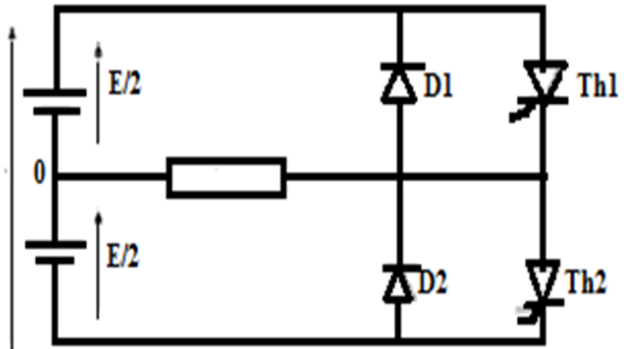


Figure (II.11) Schéma de l'onduleur de tension à demi-pont [24]

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (Figure (II 10)).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (Figure (II.11)).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure (II.12)).

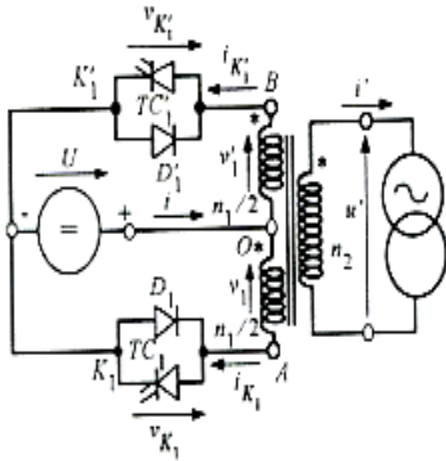


Figure (II.12) Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu

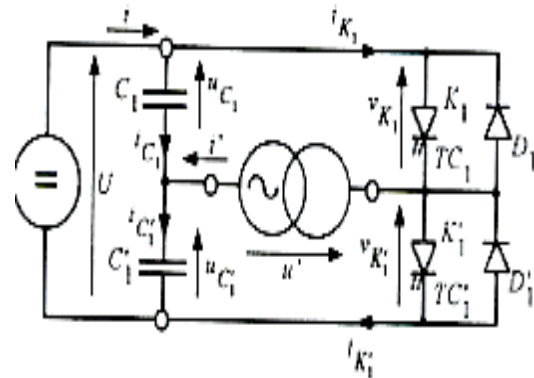


Figure (II.13) Onduleur monophasé avec diviseur capacitif

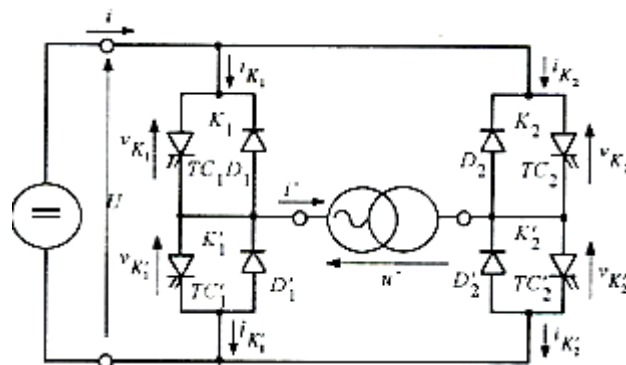


Figure (II.14) Onduleur monophasé en pont

## II.8.2. Les onduleur de tension triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de  $120^\circ$ . En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représenté par la figure (I.15) dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue  $U$  ne soit jamais en court circuit et pour que les circuits des courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  ne soient jamais ouverts.

Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle.

Ces interrupteurs peuvent être réalisées, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOSFETs ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [23].

Les onduleurs monophasés sont utilisés pour des applications de faible puissance, alors que les onduleurs triphasés couvrent la gamme des moyennes et des fortes puissances.

L'objectif de cette topologie est de fournir une source de tension triphasée, dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont contrôlables [6].

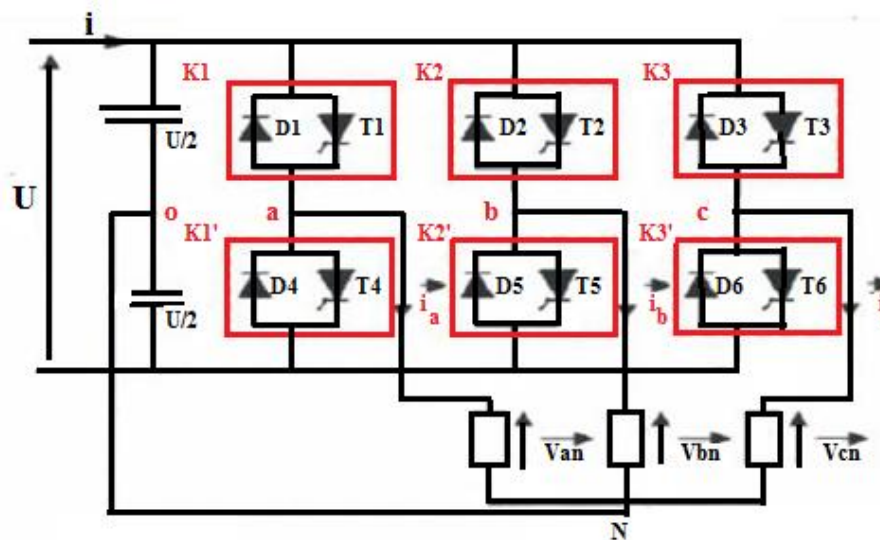


Figure (II.15) Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé [23]

## II.8. 3. Les onduleurs multi-niveaux

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux.

Par leur structure, Les onduleurs à trois niveaux sont réversibles. Il peuvent fonctionner en onduleur pour transférer l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

Dans ce qui suit, on adoptera la convention générateur pour la source de courant et la convention récepteur pour la source de tension [25].

## II.9. Principe de fonctionnement de l'onduleur multi-niveaux

Ce paragraphe a pour but d'introduire le principe général du comportement multi-niveaux. La figure (II.16) aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multi-niveaux . Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure (II.16.a), dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal [26].

La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou  $V_{dc1}$ . Sur la figure (II.16.b), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0,  $V_{dc1}$  ou  $V_{dc1} + V_{dc2}$ . dans la figure (II.16.c) le cas général de (m) niveaux est présenté.

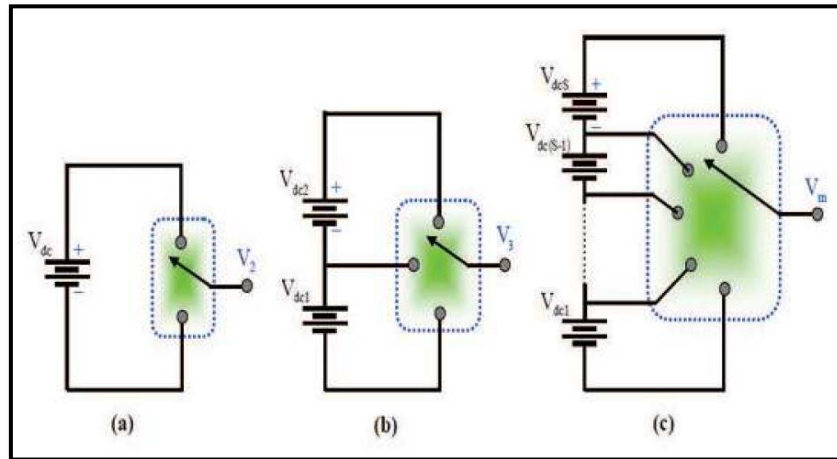


Figure (II.16) Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)

En général, les convertisseurs multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée à partir de plusieurs niveaux de tension discret.

## II.10. Les Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

La figure (II.17) représente les topologies des onduleurs multi-niveaux les plus récentes

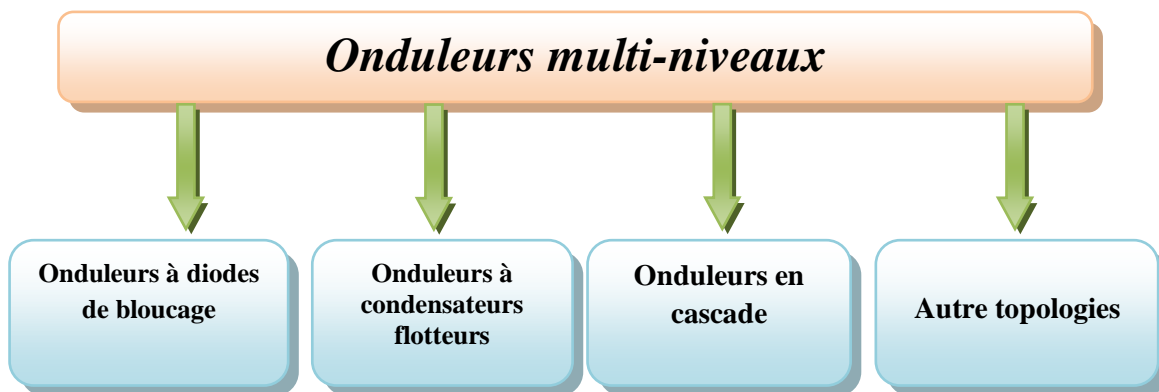


Figure (II.17) : Différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux

### II.10.1. La topologie à diode de bouclage (Structure NPC)

L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs que le NPC (Neutral Point Clamped converter) qui est la première structure d'onduleurs multi-niveaux à trois niveaux, proposé en 1981 par Nabea et H. Akagi.

En se basant sur l'onduleur de tension de type NPC, on peut étendre l'étude à des niveaux supérieurs. Selon le nombre de niveaux, on distingue deux cas:

- Si le nombre de niveaux est impair, le point neutre existe au milieu des condensateurs. Alors, la topologie NPC s'applique encore.

- Si le nombre de niveaux est paire, le point neutre n'existe plus vu le nombre impaire des condensateurs.

La topologie qui s'applique dans ce cas, est celle à diodes de bouclage.

Pour un onduleur à  $N$  niveaux, le nombre d'éléments constituant sa topologie, notamment le nombre de sources secondaires de tension continue  $S$ , les interrupteurs  $K$  et les diodes de bouclage  $D$  sont régis par les relations suivantes:

$$S = N - 1 \tag{II.26}$$

$$K = 2(N - 1) \tag{II.27}$$

$$D = 2(N - 2) \tag{II.28}$$

La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance.

Dans cette étude en se limite à l'analyse des onduleurs multi-niveaux de type NPC .Donc seul le nombre de niveaux impair est considéré.

La figure (II.18) montre un schéma possible de branche d'onduleur à diode flottante constitué de  $N$  étages.

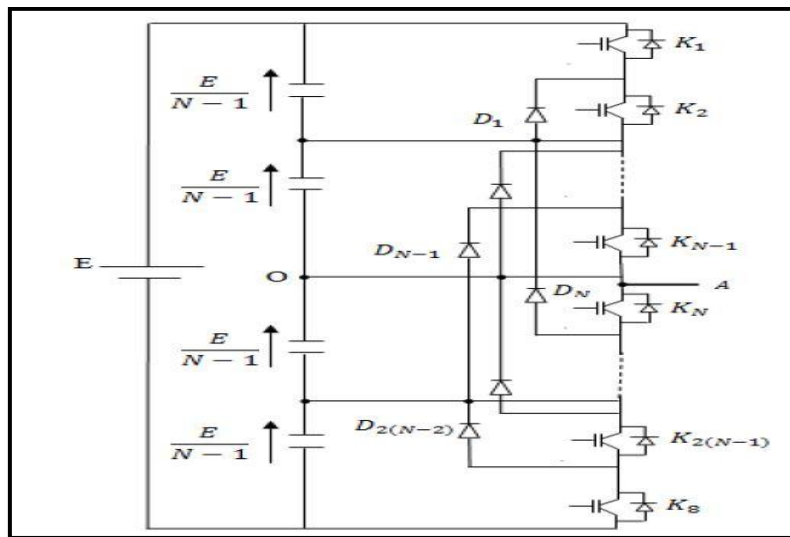
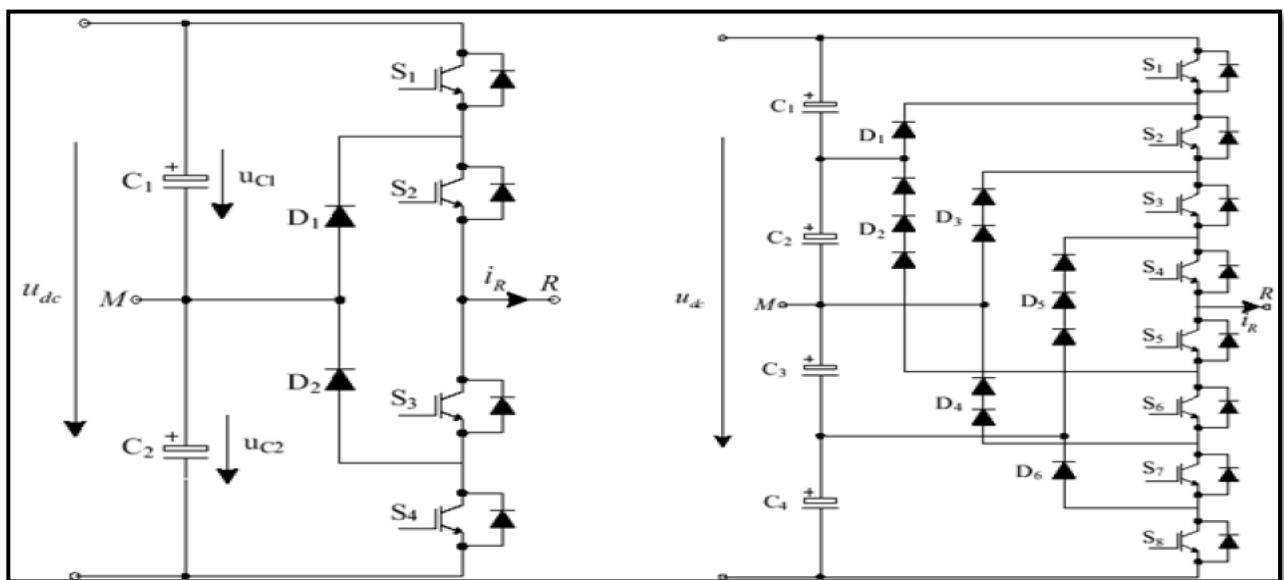


Figure (II.18) Bras d'onduleur à diode flottante à N niveaux de tension



(a) à trois niveaux

(b) à cinq niveaux

Figure (II.19) Topologies d'onduleurs NPC [25]

### II.10.2. La topologie au condensateur flotteur

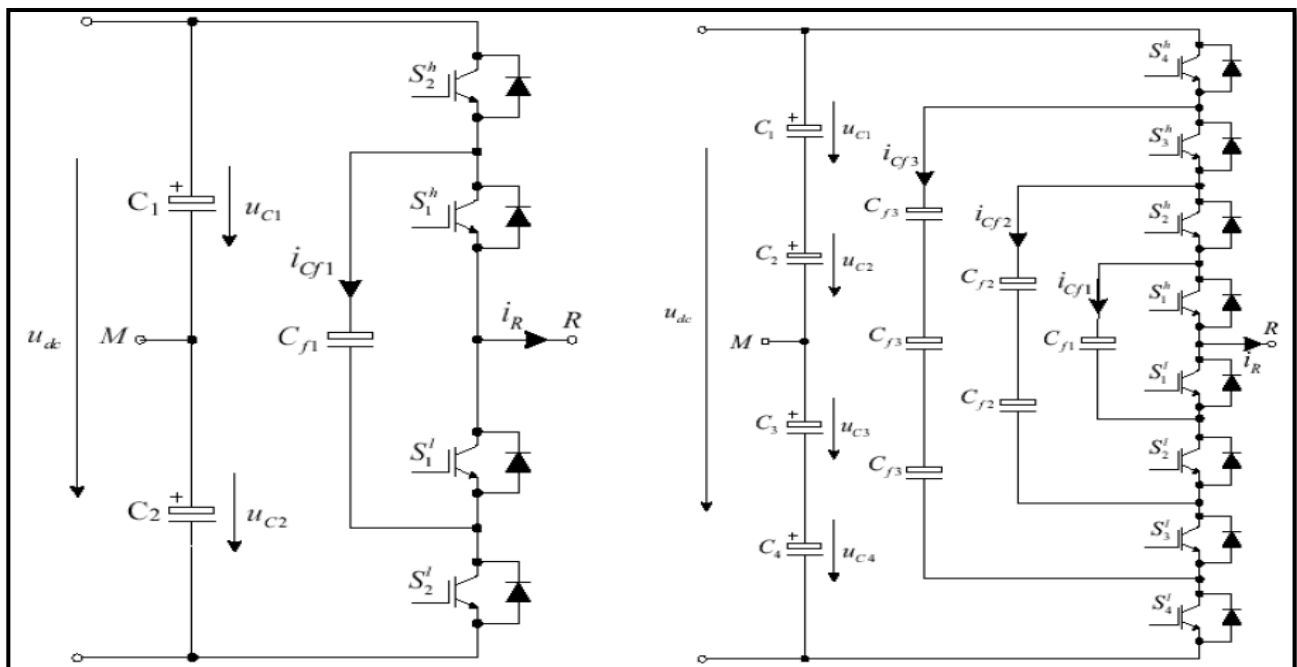
LA topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flotteur (flying capacitor multilevel inverter), donnée par la figure (II.20), a été proposée en 1992. Elle est considérée comme l'alternative la plus sérieuse à la topologie de l'onduleur NPC. L'avantage de cette topologie est qu'elle élimine le problème des diodes de bouclage présent dans les topologie des onduleurs NPC multi-niveaux. En plus, cette topologie limite naturellement les contraintes en tension imposées aux composants de puissance (faible valeur de  $(dv/dt)$  aux bornes des composants) et introduit des états de commutation additionnelles qui peuvent être utilisés pour aider à maintenir l'équilibre des charges dans les condensateurs. La topologie de l'onduleur à condensateur flotteur a assez d'états de commutation pour contrôler l'équilibre des charges dans chaque bras d'onduleur ayant n'importe quel nombre de niveaux, ce qui n'est pas le cas dans l'onduleur NPC.

Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles doivent toujours être explorés:

- \*le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.

- \*la topologie de l'onduleur à condensateur flotteur à multi-niveaux peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.

- \*il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [25].



a) à trois niveaux

b) à cinq niveaux

Figure (II.20) onduleur à condensateurs flotteurs [25]

### II.10.3. La topologie en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés. Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les

avantages de la construction modulaire. L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance ; de plus, elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système. La figure (II.21) représente un onduleur monophasé en cascade à niveaux [25].

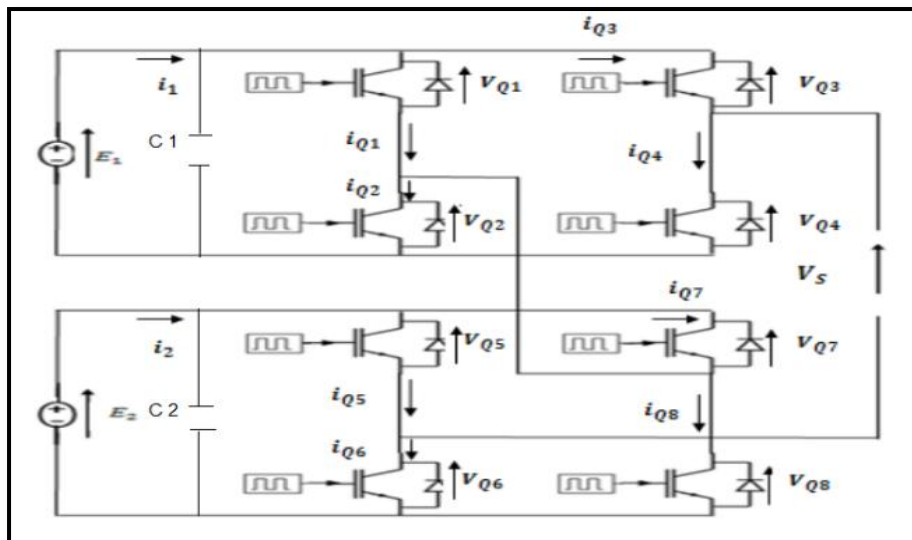


Figure (II.21) Onduleur en cascade de forme H à cinq niveaux[25]

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que l'onde de la tension synthétisées est la somme des tensions de sortie.

Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par :  $(m=2s+1)$  ou  $(s)$  est le nombre des sources des tensions continues.

L'avantage majeur de cette approche hybride est que le nombre de sortie peut être augmenté d'avantage sans aucun ajout de nouveaux composants.

Il faut seulement des sources de tensions continues avec différents niveaux de tensions.

#### II.10.4. Autres topologies

Outre les trois topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi-niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont [27]:

- a) Le convertisseur asymétrique hybride,
- b) Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement,
- c) Le convertisseur avec des topologies multi-niveaux en cascade,
- d) Le convertisseur avec commutation douce,
- e) Les convertisseurs reliés par transformateur,
- f) Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC,
- g) Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC,
- h) Le convertisseur multi-niveaux généralisé.

## II.11. Propriétés des principales structures d'onduleur multi-niveaux

### II.11.1. Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation, la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation, la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation [29].

### II.11.2. Classification des topologies selon le nombre de composants nécessaires

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système.

Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [29].

## II.12. Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multiniveaux

On peut trouver dans la littérature des descriptions intéressantes des trois topologies de base, avec leurs avantages et inconvénients, comme celle offerte par Lai et Peng dans ou par Shakwek et Lewis dans. Le tableau (II.1) montre, de manière résumée, les principales caractéristiques des trois topologies multi-niveaux de base pour un convertisseur de (m) niveaux. La sélection de la topologie multi-niveaux la plus adéquate pour chaque application n'est pas évidente, jusqu'à présent c'est un défi non résolu dans la littérature [27].

<i>Configuration</i>	<i>Les trois topologies de base des onduleurs multiniveaux</i>		
	<b>Diode de bouclage</b>	<b>Condensateurs Flotteurs</b>	<b>En cascade</b>
<i>Dispositifs principaux de commutation</i>	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
<i>Diode antiparallèle</i>	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
<i>Diode de bouclage</i>	$(m-1)(m-2)$	0	0
<i>Condensateur de bus continu</i>	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1)/2$
<i>Condensateur d'équilibrage</i>	0	$(m-1)(m-2)/2$	0
<b>Total</b>	$m^2 + 2m - 3$	$(m^2 + 8m - 8)/2$	$(9/2)(m-1)$

Tableau (II.1): Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi-niveaux [27]

Du point de vue du nombre de composants, l'onduleur en cascade paraît être la solution multiniveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. Dans la suite de notre étude, on utilisera cette topologie.

## **II.13. Avantages des onduleurs multiniveaux**

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [5]:

### **II.13.1. Les Avantages technologiques**

Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations.

La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer.

### **II.13.2. Les Avantages fonctionnelles pour le convertisseur**

Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) .

### **II.13.3. Les Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes**

Le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur à deux niveaux de tension, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique . Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

## **II.14. Les différentes stratégies de commande des onduleurs multiniveaux**

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion.

Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Nous étudierons les stratégies suivantes la (fig. II.22) [30]:

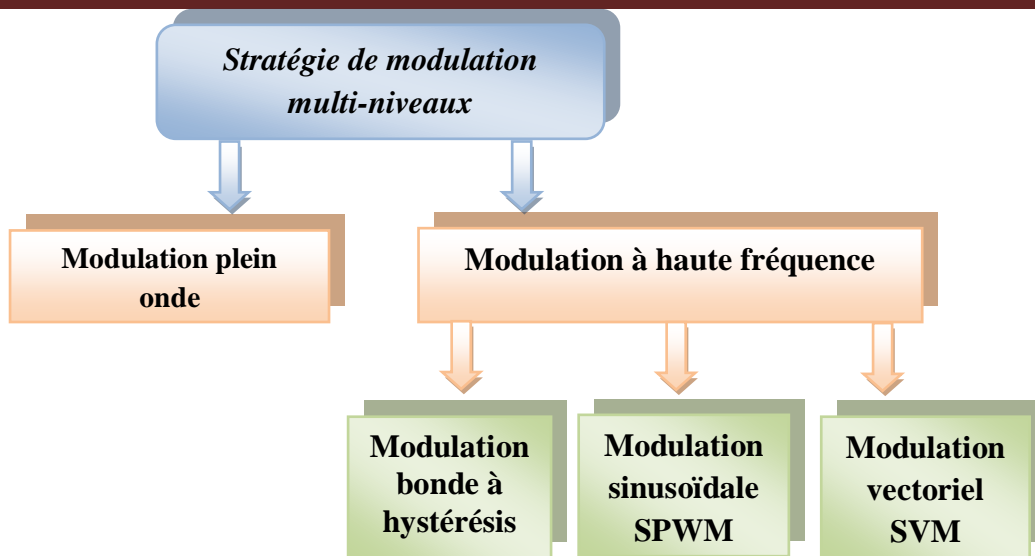


Figure (II.22) Classification des stratégies de modulation multi-niveaux

Des différentes stratégies seront basées sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

### II.14.1. Commande pleine onde

La structure de bas d'un onduleur de tension triphasés est l'extension a trois cellules de commutation de celle de l'onduleur monophasés.

Le schéma électrique représenté sur la figure (II.23), est ainsi organisé autour de six ensembles transistor-diode de roue libre, constituant l'interrupteur commandes K1 à K6, La tension d'alimentation  $V_e$  est supposée parfaitement continue.

Les interrupteurs commandes (IGBT 1 a 6) sont considères comme idéaux et commandes par les six signaux logiques :  $COM1, \overline{COM1}, \dots, COM3, \overline{COM3}$

En réalité, chaque transistor est bien commande a partir d'un signal logique mais un circuit spécialisé appelé "driver" se charge de la mise en forme et de l'amplification du courant de grille.

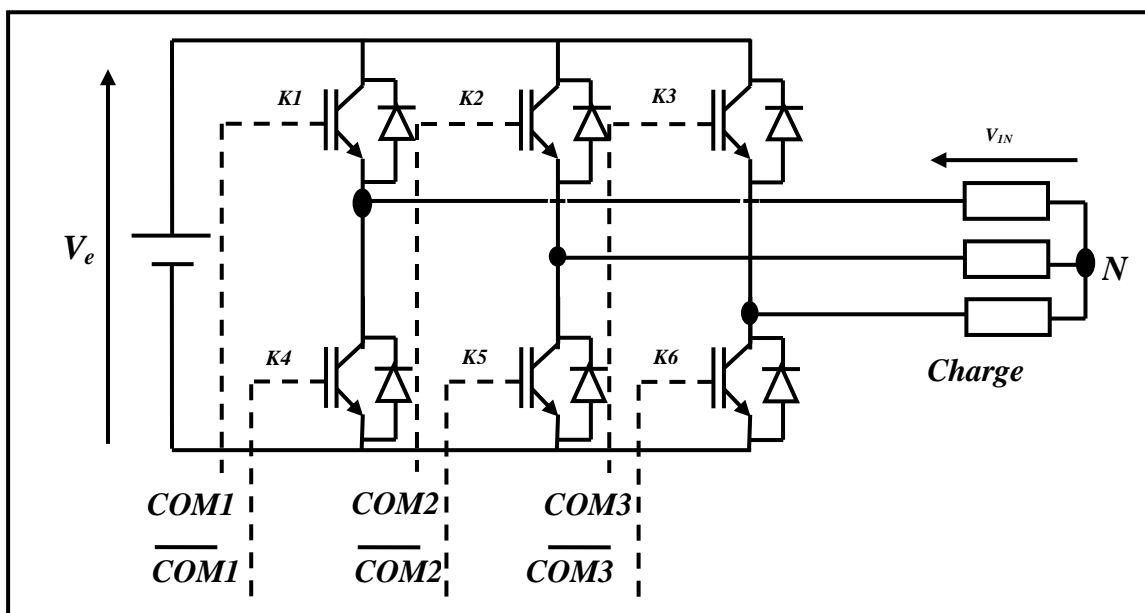


Figure (II.23) Onduleur de tension triphasée

La commande pleine onde correspond ici au fait que chaque « bras » du pont (chaque cellule de commutation) est commande par un signal logique et son complètement, ici  $COM1$  et  $\overline{COM1}$  .....  $COM3$  et  $\overline{COM3}$ . En conséquence chaque « bras » présente à chaque instant, un commutateur passant et l'autre bloque.

Il est ainsi suffisant de connaître l'évolution des signaux de commande pour déterminer l'ensemble des tensions produites [31].

La figure (II.22) illustre ainsi l'allure des signaux de commande associés a la commande « plein onde » des trois bras de pont, identiques et déphases entre eux d'un tiers de periode.de ces signaux sont déduits, sur chaque intervalle les commutateurs qui son « passants ».

L'identification des commutateurs qui sont passants sur chaque intervalle permet ainsi de tracer les allures des tensions composés du système  $U_{12}$ ,  $U_{23}$ ,  $U_{31}$ .par exemple.sur le tout premier intervalle trace, les commutateurs  $K_1$ ,  $K_2$ et  $K_3$  sont conducteurs, ils amènent donc la tension  $V$  entre les phases 1 et 2 ainsi qu'entre les phases 3 et 2. On en déduite  $U_{12}=V_e$  et  $U_{23}= -U_{32}= -V_e$ .

Enfin, la fermeture simultanée de  $K_1$  et  $K_2$  court-circuite les phases 1 et 3, en conséquence  $U_{31}=0$ .

**II.14.1.1. Principe de la commande pleine onde**

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant [8] :

$$Si: \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 & \Leftrightarrow S(t) = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 & \Leftrightarrow S(t) = 0 \end{cases} \quad (iiii)$$

Où:

$\sin(\omega t)$ : est le signal sinusoïdal.

$S(t)$ : est le signal carré résultant de la commande.

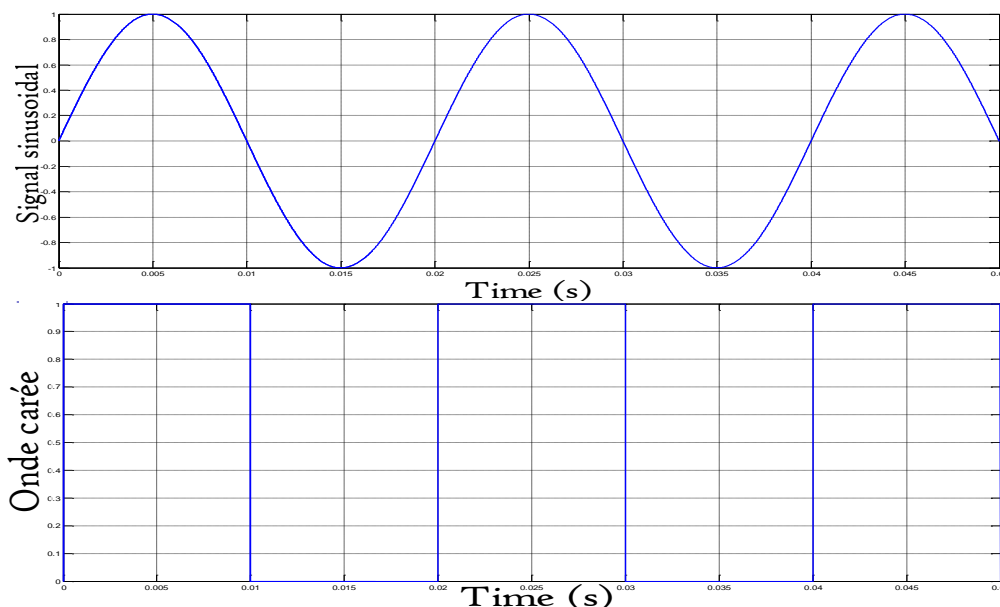


Figure (II.24) Signale sinusoïdal et onde carrée

**II.14.1.2. Schéma de bloc**

Le schéma de simulation de la commande pleine onde est montré à la figure (II.25)

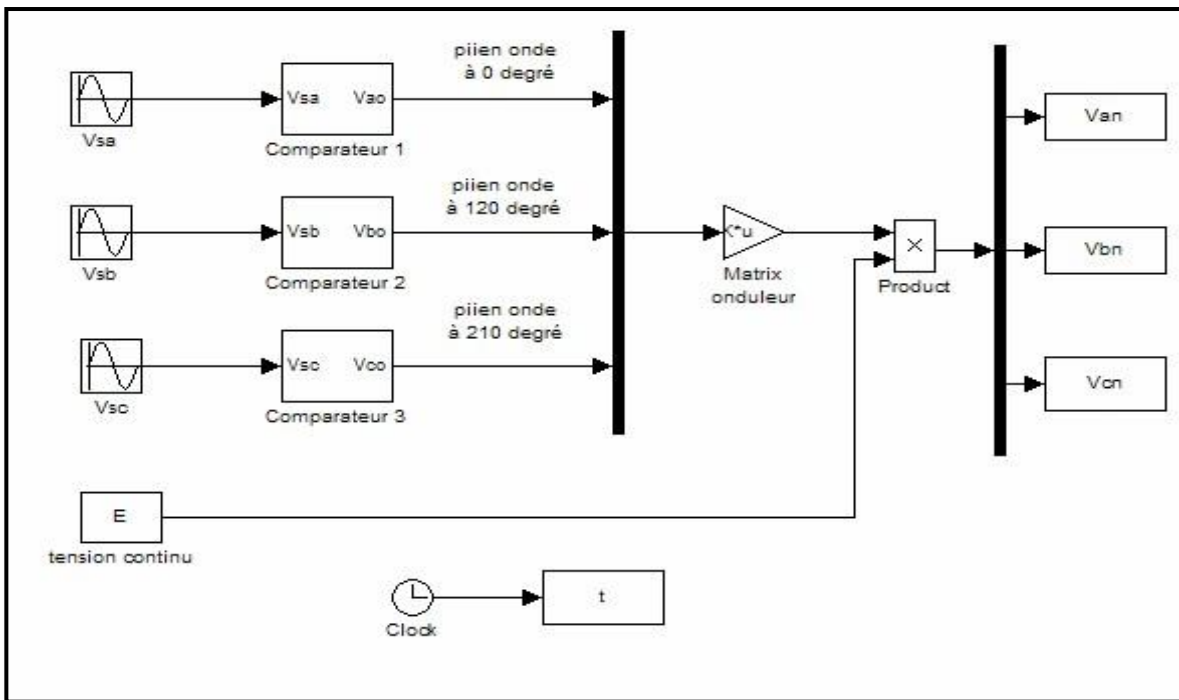


Figure (II.25) Schéma fonctionnel de la commande pleine onde

**II.14.1.3. Forme des tensions de sortie de l'onduleur**

La figure (II.26) Présente la tension de la première phase obtenue à la sortie et sont zoom de l'onduleur à deux niveaux en pont complet commandé à pleine onde, on remarque un résultat qui était prévu tel que les ondes issues du décalage de la référence d'un tiers de période est identique à l'onde rectangulaire initiale déphasée du même tiers de période.

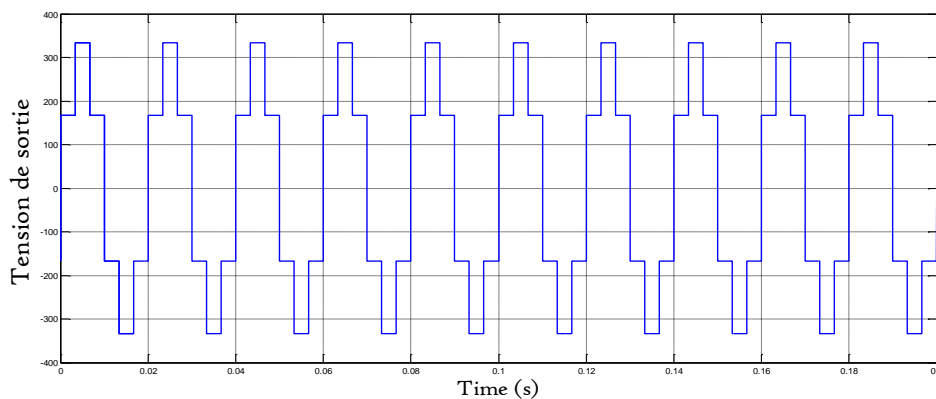


Figure (II.26) Forme de tension de sortie de la première phase de l'onduleur commandé à pleine onde

**II.14.2. Commande par hystérésis**

La stratégie de commande par hystérésis revient à comparer les courants de référence avec le courant produit par l'onduleur, la différence entre eux est comparée à une bande fixe appelée bande d'hystérésis, dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure un ordre de commande est envoyé afin de diminuer ou augmenter la tension en sortie de l'onduleur, et maintenir l'erreur à l'intérieur de la bande entourant la référence comme le montre la figure (II.27) [4]:

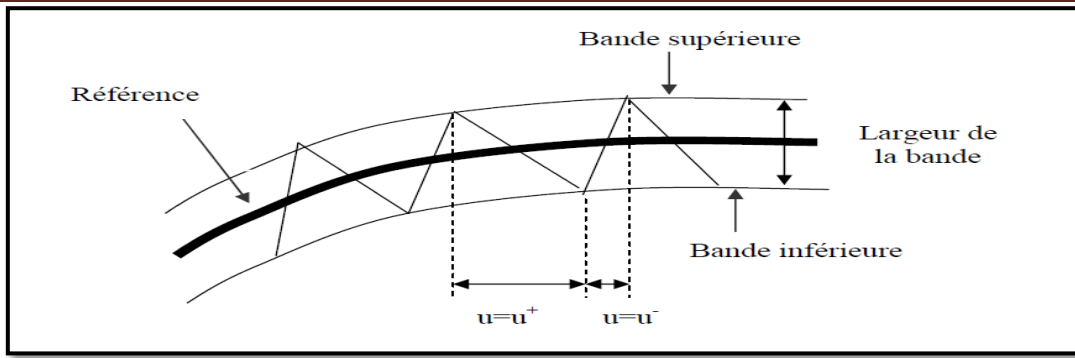


Figure (II.27) principe du contrôle par hystérésis [4]

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir [32] :

- 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.

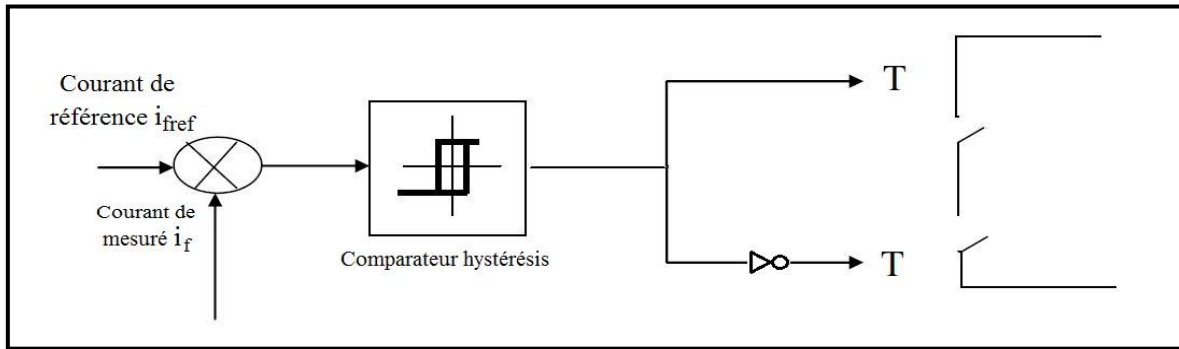


Figure (II.28) principe d'un régulateur à hystérésis [4]

### II.14.3. Commande par MLI sinusoïdale

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

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension est ensuite comparée avec un signal en dent de scie (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [30].

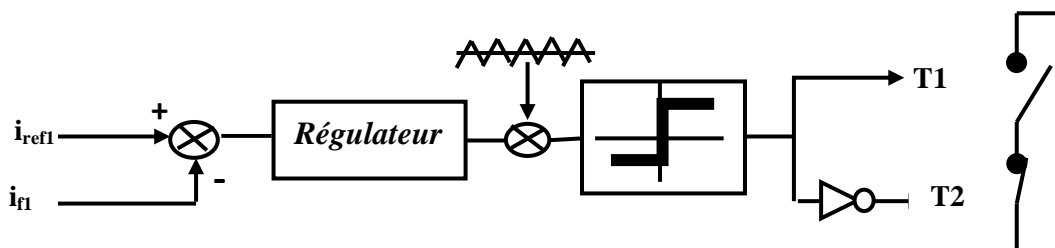


Figure (II.29) Principe de commande du courant par MLI

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs [30].

Les signaux logiques C qui en résultent donnent l'ordre de commutation des interrupteurs du filtre figure(II.30) :

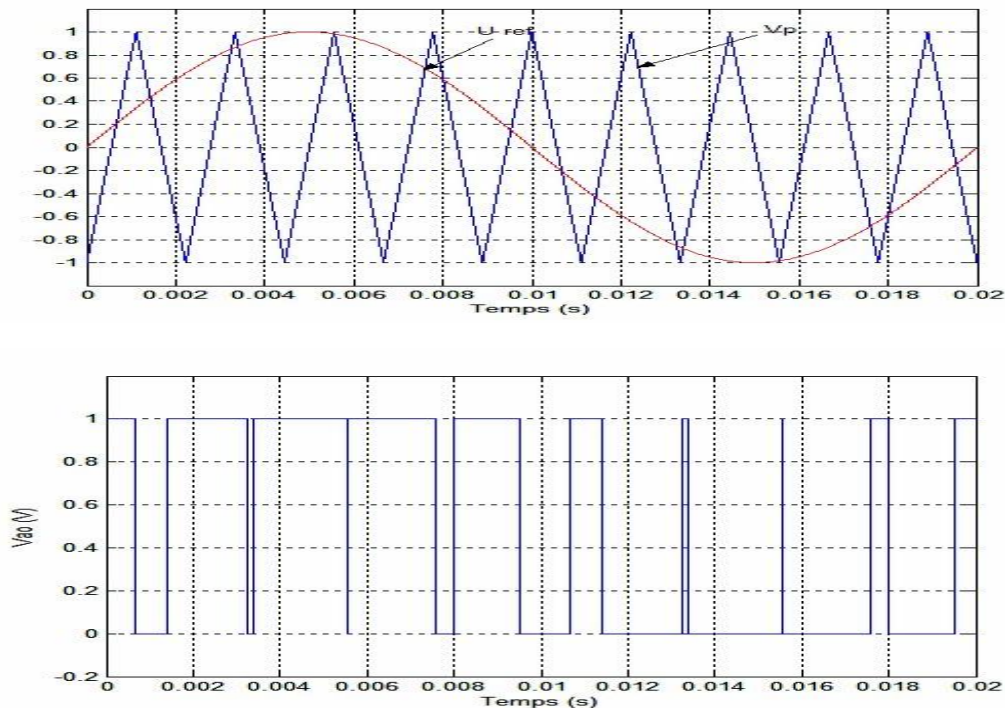


Figure (II.30) Illustration de la MLI sinusoidale

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 [32].

Les caractéristiques de la modulation sinusoidale sont [33]:

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f_r$  de la référence:  $m = f_p/f_r$

- Le coefficient à tension crête  $U_{pm}$  de la porteuse:  $r = V_m / U_{pm}$

- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie  $THD_v$ , définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension [33]:

La commande triangulo – sinusoidale de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur.

La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride.

La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

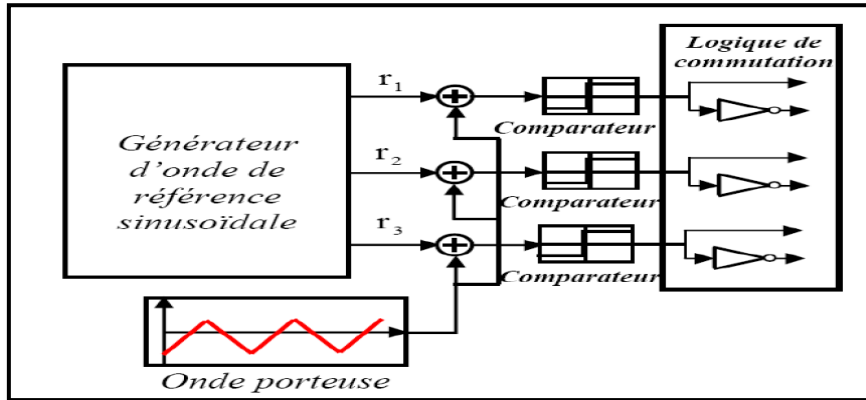


Figure ( II.31) Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoïdale [33]

### II.14.3.1. Le schéma de bloc

Le schéma fonctionnel de la figure (II.32) montre le principe de la commande triangulo-sinusoidale à deux niveaux:

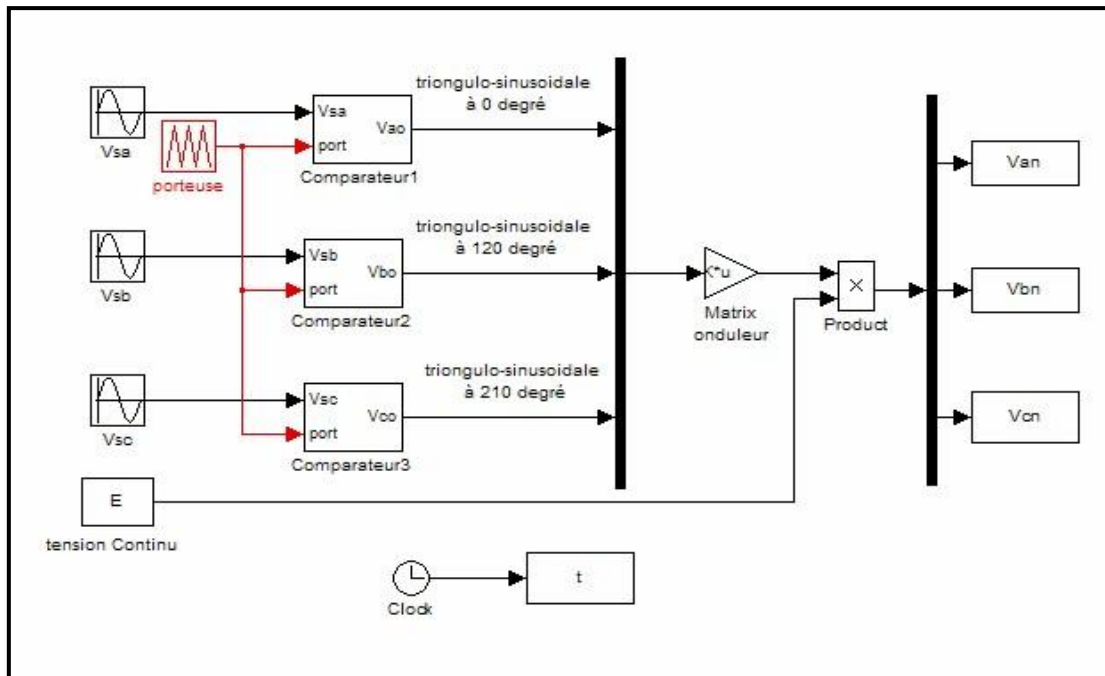


Figure (II.32) Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoidale

### II.14.3.2. Forme de tension de sortie et de l'onduleur

La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée est représentée par la figure suivante :

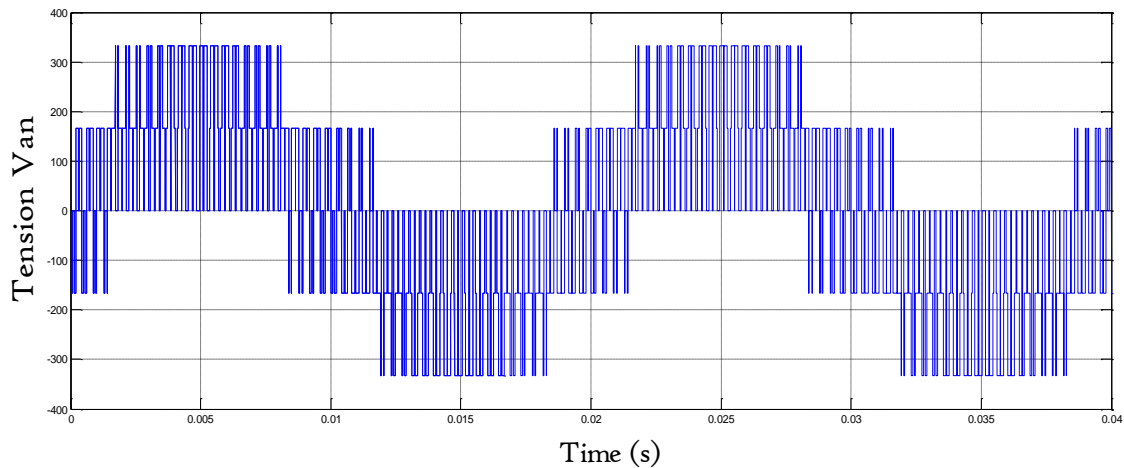


Figure (II.33) Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale

#### II.14.4. Commande par MLI vectorielle

Au milieu des années quatre-vingt, La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM) a été proposée par . La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps. Cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques. La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur [30].

La modulation vectorielle présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation [30] :

- Cette technique de modulation est valable pour tous les types de convertisseurs multi-niveaux.
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur.
- Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement.
- Le courant de sortie a une ondulation très réduite.
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel. Ceci permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple l'équilibrage de la tension du bus continu, la minimisation des pertes, la réduction d'harmoniques et la réduction de la tension en mode commun.
- L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques.

Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise.

##### II.14.4.1. Forme de tension de sortie et de l'onduleur

La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux est représentée par la figure suivante :

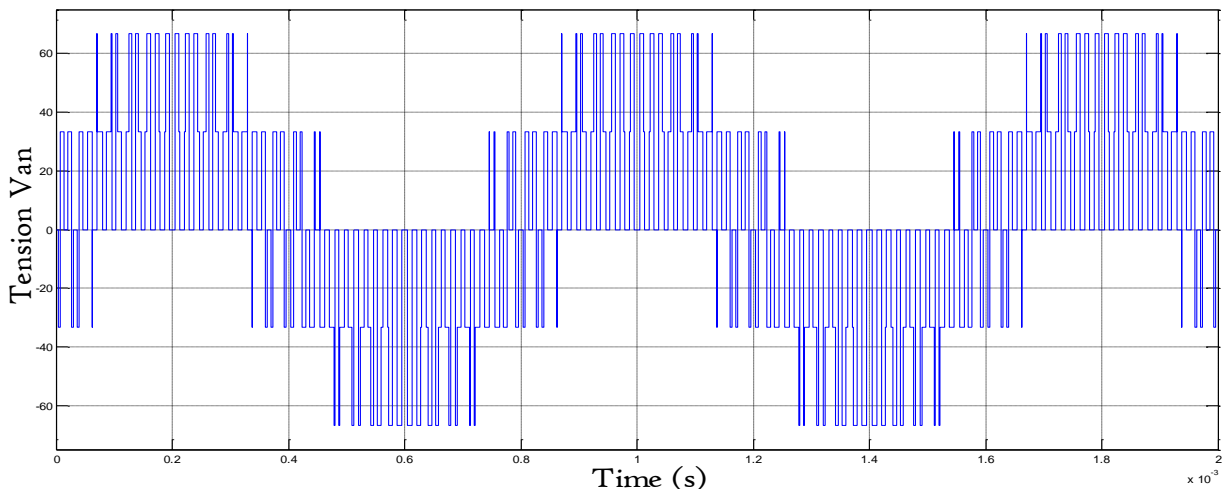


Figure (II.34) Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI vectorielle

## II.15. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure d'un onduleur, leur principe de fonctionnement, Classification des onduleurs et Les différents types d'onduleur de tension triphasé sont données comme suite:

- Les onduleur de tension triphasé
- Les onduleurs monophasés de tension
- Les onduleurs multi-niveaux

Le redresseur multi-niveaux est aussi présenté avant d'entamer l'étude de l'onduleur multi-niveaux qui présente notre intérêt dans cette étude. Les différentes topologies de base de ce dernier sont données toute en exposant leurs avantage et inconvénient a savoir :

- La topologie NPC (Neutral Point Clpamp Converter), permet de réduire le taux de distorsion harmonique, ainsi l'augmentation du niveau des tensions générées
- La topologie a condensateur flottant aussi permet la réduction du taux de distorsion mais elle constitue en un grand nombre de condensateur
- La topologie en cascade ou le nombre de niveaux possible de tension de sortie et plus du double de nombre de sources à courant continu.

On a aussi présenté les différents techniques de commande adoptée, ce qui permet la simulation du système (réseau-filtre actif parallèle-charge polluante (charge non-linéaire)), qu'on va présenter dans les chapitres suivants, sera consacré à l'étude de la structure et des stratégies de commande de filtre actif parallèle à deux niveaux et à trois niveaux.



## **III. Etude de la structure et des stratégies de commande de filtre actif parallèle à deux niveaux**

### **III.1. Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons rappelé les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques basse tension et les solutions de dépollution existantes, notamment le filtre actif parallèle. Ce compensateur actif de puissance est composé de deux parties, à savoir une partie puissance et une partie commande. La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie. La partie commande, sert au contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur de la partie puissance. Au moyen de stratégies de contrôle appropriées, il est possible de générer des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur servant à compenser ceux présents sur le réseau électrique. Cependant, l'efficacité du compensateur actif se résume dans son algorithme implanté qui est capable de réaliser les deux fonctions suivantes :

- générer les courants de référence à l'aide d'algorithmes d'identification
- contrôler l'onduleur afin de reproduire exactement ces courants harmoniques.

Ce chapitre comporte trois parties:

- ❖ la première partie décrit la structure générale du filtre actif parallèle à deux niveaux.
- ❖ La deuxième partie, consiste à étudier les deux méthodes de calcul des courants de référence.
- ❖ Nous traitons dans la dernière partie le contrôle des courants du filtre actif par deux méthodes de commande proposées pour l'identification des courants de référence perturbateurs d'une charge non linéaire du FAP utilisant les techniques de commande par hystérésis, Modulations de largeur d'impulsion (MLI sinusoïdale) et la commande de Modulations vectorielle (SVM). Des validations par simulation seront effectuées et représentées.

### **III.2. Rôle du filtre actif**

Dans le cas idéal le rôle du filtre actif consiste à éliminer tous les harmoniques produits par la charge non linéaire en fournissant à tout instant des harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase à ceux produits par la charge, et ceci afin que le courant dans la ligne reste purement sinusoïdal et égal au fondamental du courant de charge [10].

En pratique, on ne peut pas obtenir un courant de ligne purement sinusoïdal comme dans le cas idéal mais le but est d'avoir un courant qui sera le plus proche possible de la sinusoïde.

### **III.3. Principe des filtres actifs**

Le filtre actif compense de façon dynamique les courants et les tensions harmoniques générés par les charges non-linéaires. Il élimine ces perturbations harmoniques en injectant en série ou en parallèle dans le réseau des courants ou des tensions ou les deux à la fois, en opposition par les charges non linéaires sont ainsi supprimés par leurs équivalents inverses générés par le filtre actif.

Puisque le filtre règle le courant, la qualité de filtrage n'est pas influencée par l'impédance du réseau. Si les courants harmoniques absorbés par la charge dépassent la capacité nominale du compensateur actif, ce dernier limite automatiquement son courant de sortie à sa valeur nominale.

Facile à mettre en œuvre, un compensateur actif peut être installé en n'importe quel d'un réseau à basse tension, absorbée par une ou plusieurs charges non-linéaire, évitant ainsi la circulation des courants harmoniques dans tout le réseau [10].

### **III.4. Etat de l'art des filtres actifs parallèles**

Dans un état de l'art des filtres actifs de puissance parallèles est présenté. Cette étude a été approfondie et ensuite élargie aux filtres actifs multi-niveaux et aux filtres actifs de moyenne tension. Même s'il existe des références antérieures sur les filtres actifs, la première famille de filtres actifs parallèles a été conçue à partir d'onduleur à thyristors commandés en MLI [19].

Ces filtres ont été développés pour éliminer les harmoniques générés par les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission de courant continu en haute tension (HVDC).

Toutefois, à cette époque la technologie des interrupteurs d'électronique de puissance ne permettait pas un développement applicatif significatif.

Les années suivantes ont vu des progrès importants avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. Ainsi, en 1982, le premier filtre actif parallèle de 800KVA, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [19].

Par la suite, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif. En conséquence, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cent filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50KVA à 2MVA.

Les premiers dispositifs ne compensaient que les perturbations harmoniques de courant.

Toutefois, les filtres actifs ont évolué et des prototypes avec des fonctionnalités plus nombreuses ont été conçus. Les filtres actifs modernes, en plus de compenser et amortir les courants harmoniques, compensent les déséquilibres de courant, contrôlent la puissance réactive et les fluctuations de la tension.

Jusqu'à cette époque, tous les filtres actifs parallèles étaient installés par les consommateurs industriels. Néanmoins, l'installation par le distributeur d'énergie de ces dispositifs peut s'envisager.

Au cours de l'année 1997, l'auteur dans la référence a examiné la stratégie de contrôle et de la sélection de l'emplacement d'un filtre actif dans un système de distribution de puissance. Il a conclu que [5]:

- ✓ La méthode d'identification des harmoniques dans le domaine temporel est la plus appropriée dans la stabilité du filtre actif parallèle installé dans les systèmes de distribution d'énergie;



décalage de phase entre les courants de référence et les courants de sortie). En plus les tests expérimentaux ont montrés une meilleure minimisation des harmoniques jusqu'au 13<sup>ème</sup> ordre. L'auteur dans a déduit que la commande MLI du filtre actif permet un contrôle indépendant des harmoniques d'ordre inférieur, à la fois en amplitude et en phase, pour annuler les harmoniques générées par la charge et donc d'améliorer la qualité du courant [5].

En 2000, plusieurs travaux sur le filtre actif ont été présentées; Parmi eux, un système constitué d'un filtre actif parallèle triphasé et une réactance de lissage est proposé dans ce système permet de réduire considérablement la bande passante de filtre actif parallèle. Dans l'auteur a fait la conception, l'analyse et la simulation numérique d'un variateur de quatre branches en fonction de filtre actif, qui compense la puissance réactive et élimine les courants harmoniques en régime déséquilibré [5].

La première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de moyenne tension date de 2001. Tan et Al ont proposés, la connexion d'un filtre actif parallèle monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de 25kV dans de but de diminuer les harmoniques de tension d'ordre 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour maintenir la tension sur la ligne. Dans la même année, l'auteur propose dans une nouvelle stratégie de commande du FAP est basée sur le contrôle de courant instantané est cela avec des composantes dans le domaine discret.

En 2002, l'auteur dans a présenté une comparaison des performances entre un filtre actif installé directement à l'endroit de compensation d'harmonique avec un filtre hybride situé à une distance éloigné dans l'état d'équilibre. Les résultats sont similaires à ceux obtenus avec la compensation locale, donc la compensation à distance est une alternative qui peut être sérieusement envisagée et le coût peuve être sensiblement inférieur. Par la suite, l'auteur dans a traité, dans son travail, la conception et la mise en œuvre d'un régulateur numérique pour un filtre actif parallèle basé sur la détection de tension, les résultats obtenus montrent que le contrôleur numérique est préférable à un contrôleur analogique [5].

En 2003, l'auteur dans propose une stratégie de contrôle du filtre actif monophasé à l'aide d'une transformation (dq) ou les harmoniques de tension et de courant peuvent être obtenues précisément à travers le filtre passe-bas [5].

En 2004, dans l'auteur a présenté une méthode de calcul pour l'optimisation de coût du filtre actif par la minimisation de courant généré par l'onduleur et gardé le même THD, après il a appliqué cette méthode sur le filtrage local et le filtrage a distance. Les résultats de simulations obtenues avec un filtrage optimisé à distance sont satisfaisants. Dans la même année, l'auteur dans a proposé un contrôleur adaptatif de la bande d'hystérésis de courant pour éliminer les harmoniques et pour compenser la puissance réactive du redresseur triphasé, avec l'utilisation de l'algorithme basé sur une extension de la théorie de référentiel synchrone pour l'identification des courants harmonique. Dans la même année, un système de distribution à base de filtre actif est proposé par l'auteur dans, ce système est composé de plusieurs unités de filtres actifs installées sur le même emplacement ou des emplacements différents dans le système d'alimentation afin de réduire la distorsion de la tension des lignes électriques. Par la suite, l'autre dans a présenté une

nouvelle stratégie pour l'optimisation de la commode MLI vectorielle, qui permet de commander l'onduleur du filtre actif parallèle et générer les courants harmoniques nécessaires à l'optimisation du nombre de commutation des semi-conducteurs utilisés [5].

À partir de 2005 les techniques intelligentes ont été intégrées dans le contrôle du filtre actif parallèle, dans l'auteur a proposé un filtre actif adaptatif contrôlé à l'aide des réseaux neuronaux artificiels, le réglage de la tension du condensateur est assuré par un régulateur PI. Ensuite, T. Jin et al, ont exposé une multitude de topologies d'onduleurs de tension trois niveaux pouvant être appliquées comme filtres actifs. Ces topologies, initialement conçues afin de manipuler des courants bidirectionnels, étaient empruntées aux systèmes de commande des moteurs électriques, et de compensation de l'énergie réactive.

En 2008 et dans l'auteur a adapté un filtre actif par la mise en œuvre d'un bloc à hystérésis dans une carte DSP pour injecter le courant de compensation dans le système d'alimentation. Suite à cela, dans la référence l'auteur a appliqué la théorie de la puissance réactive instantanée (pq) sur un filtre actif parallèle à 4 fils (Figure (III.2)), les résultats obtenus montrent les bonnes performances de ce filtre [5].

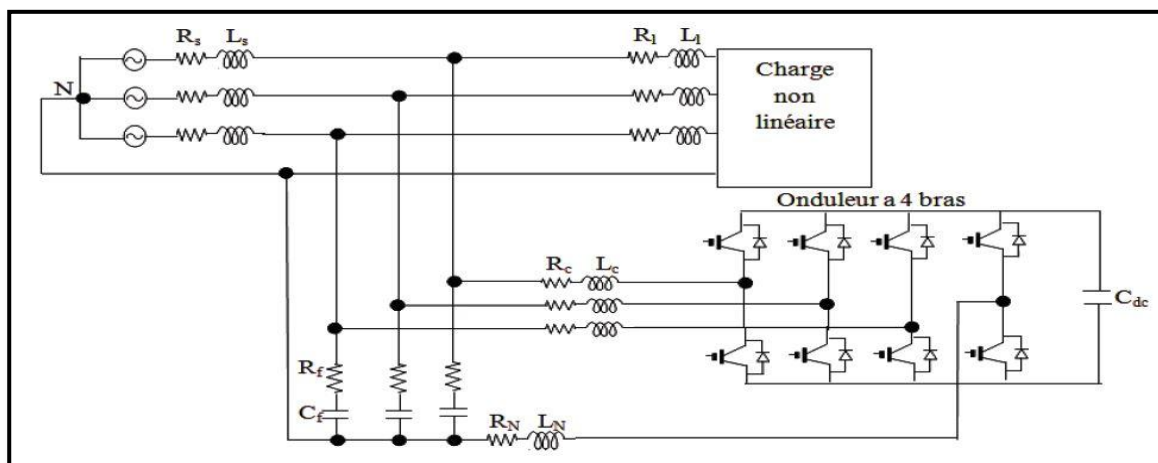


Figure (III.2) filtré actif parallèle à quatre fils [5]

En 2009, l'auteur dans a optimisé le système de filtre actif parallèle par l'utilisation des algorithmes génétiques, ce qui engendrent une amélioration considérable des performances du système.

En 2010, dans l'auteur a présenté un nouveau système de contrôle de filtre actif et cela par l'utilisation d'un régulateur PI pour fournir des conditions qui suivent le courant de référence dans un cycle complet, afin de générer des impulsions d'amorçage par le procédé d'hystérésis [19].

Au cours de l'année 2012, l'auteur dans a procédé à la critique et la comparaison entre les algorithmes d'identification et leur préférence dans les conditions idéales et non idéales de source de tension qui alimentent une charge non linéaire. Dans l'auteur a procédé à un vaste examen de divers régulateurs, ainsi que les avantages et les inconvénients des techniques étudiées sont présentés, afin qu'il sera une référence utile pour les utilisateurs et les fabricants. Plus tard, dans l'auteur a présenté une étude sur l'évaluation de performance de la méthode (pq) et la méthode de référentiel synchrone (dq) dans différentes conditions de tension source avec les régulateurs PI floue [5].

Durant cette année 2013, l'auteur dans a présenté un nouveau algorithme de contrôle de filtre actif parallèle, fonctionnant dans les différent conditions, cette stratégie proposée ne nécessite pas de transformations de coordonnées ou de calculs compliqués [5].

### **III.5. Applications des filtres actifs parallèles**

Le principale charge polluante, le redresseur à diodes ou à thyristors, est très utilisée que cela pour alimenter des charges continues à partir du réseau ou comme un élément d'interfaçage au réseau dans une conversion à étage intermédiaire continu. De plus en plus de dispositifs de ce type se connectent au réseau électrique. De ce fait, les filtres actifs parallèles ont un champ d'utilisation naturel dans les applications de réseau, notamment dans les réseaux faibles avec plusieurs charges polluantes et dans les réseaux à courant continu en haute tension(HVDC) [19].

Les filtres actifs sont également utilisés dans des applications industrielles, afin de dépolluer une zone avec plusieurs charges non linéaires (redresseurs, certains éclairages, etc.).

En fin, le filtrage actif est également employé dans les applications tertiaires car les filtres actifs peuvent être intéressants dans les bâtiments commerciaux, hôpitaux, etc. dans lesquels il y a de nombreuses charges polluantes comme des ordinateurs, éclairage économique, imprimantes lasers, etc. Ces filtres actifs compensent les courants harmoniques, les courant réactifs et les déséquilibres des charges. Les applications réseau, industrielles, tertiaires et en télécommunications apparaissent comme des environnements particulièrement pollués par les harmoniques. On peut tout de même préciser que quelques fabricants proposent sur leurs catalogues des filtres actifs parallèles: ABB, Siemens, MGE UPS, AIM Europeet Mesta Electronics [19].

Tous ces fabricants utilisent des composants suffisamment rapides comme les transistors IGBT. La puissance de ces filtre varie selon le fabricant et selon le modèle avec des gammes allant de 10 à 2000 KVA. La quasi-totalité des filtres actifs sont triphasés, ils se connectent tous en basse tension ( $V < 690V$ ), supportent des courants entre 300 - 480A et donnent le choix de se connecter avec ou sans neutre raccordé. Les filtres permettent une compensation globale des harmoniques, souvent jusqu'à l'harmonique 50. Ces filtres actifs, en plus de réduire les courant harmoniques, améliorent le facteur de puissance et équilibrent les charges triphasées [19].

L'utilisation de ces filtres produit une réduction des couts d'exploitation et une prolongation de la durée de vie des installations.

### **III.6. Classement des filtres actifs parallèles**

Il existe une grande variété de types de filtres actifs parallèle. Il sont classés de différentes manières selon le nombre de phases, la technologie de l'onduleur et la topologie .

- Filtres actifs monophasés.
- Filtres actifs avec ou sans neutre raccordé.
- Filtres actifs basés sur l'onduleur de tension ou sur le commutateur de courant.

Les filtres actifs monophasés sont largement utilisés dans les applications industrielles, en basse tension (les redresseurs des sources d'alimentation en continu), ainsi que dans la cas de la traction électrique [19].

Les filtres actifs triphasés sont utilisés pour des applications de type variateurs ou redresseurs à dépolluer.

La deuxième classification se fait autour de la topologie, avec ou sans neutre raccordé.

Les filtres actifs avec neutre raccordé ont été développés afin de pouvoir injecter et compenser les composantes homopolaires. Dans la littérature la plupart des filtres sont connectés sans neutre raccordé. Toutefois, on trouve plusieurs filtres avec neutre raccordé: certains avec un onduleur à trois bras et d'autres avec un onduleur à quatre bras [19].

En ce qui concerne la technologie de l'onduleur, les filtres actifs sont soit basés sur l'onduleur de tension avec un condensateur coté du continu et un filtre de raccordement inductif du coté réseau, soit sur un commutateur de courant avec une inductance du coté continu et un filtre de raccordement capacitif du coté du réseau (voir la figure (III.3)) [19].

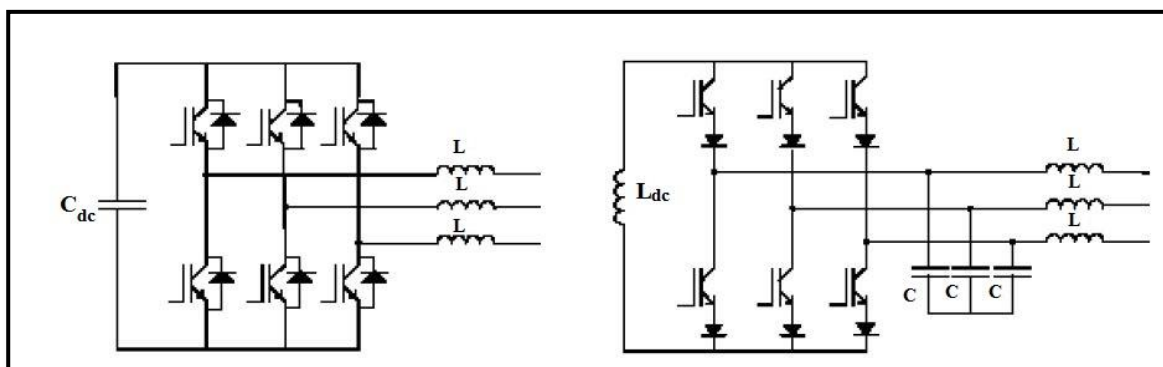


Figure (III.3) Filtre actif basé sur un onduleur de tension (à gauche) et un commutateur de courant (à droite)

Actuellement, même si l'on trouve des articles basés sur le commutateur de courant, l'onduleur de tension est généralement préféré à cause de son meilleur rendement, de son moindre coût et de son volume plus réduit (si l'on compare le condensateur et l'inductance du coté continu) [19].

Par ailleurs, les modules à IGBTs disponibles actuellement sur le marché sont bien adaptés aux onduleurs de tension car en général une diode en antiparallèle est rajoutée pour chaque IGBT. Le commutateur de courant a quant à lui besoin de mettre en série avec chaque IGBT une diode anti-retour. De plus, un aspect vient clore provisoirement le choix : le commutateur de courant ne peut pas être utilisé avec des topologies multi-niveaux classiques. En conséquence, presque tous les filtres actifs qui sont sur le marché sont composés d'onduleurs de tension. Ainsi, le choix le plus commun dans la plupart des applications consiste à utiliser un filtre actif triphasé basé sur un onduleur de tension sans neutre raccordé [19].

### III.7. Point de raccordement du filtre actif parallèle

On distingue deux types de compensation des filtres actifs: La compensation globale et la compensation locale.

Le filtre actif est situé entre le réseau et la (les) charge(s) polluante(s) comme le montre la figure (III.4). En effet, comme le montre cette figure plusieurs charges sont interconnectées au réseau électrique, on dit que la compensation est globale lorsque le filtre actif est raccordé sur l'entrée du tableau de distribution. Ce type de compensation est favorisé lorsque le nombre de charges non linéaires est considérable avec faible puissance [4].

On dit que la compensation est locale lorsque le filtre actif est raccordé aux bornes d'une seule charge polluante, et en fait appel à cette compensation lorsque le nombre de charges polluantes connectées au réseau est limité mais avec une puissance significative par rapport à la puissance globale [4].

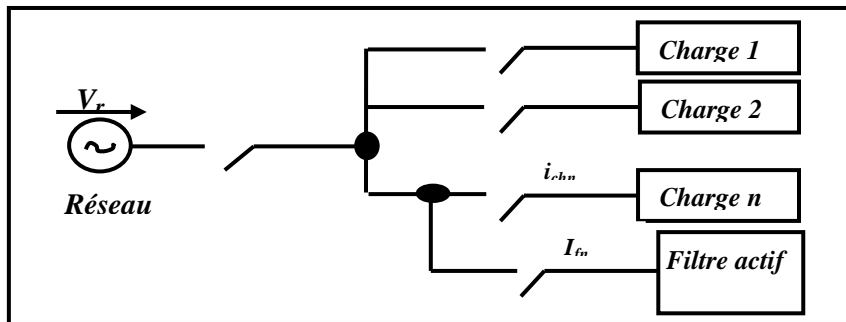


Figure (III.4) Raccordement d'un filtre actif parallèle

Dans l'idéal, la correction des harmoniques doit être effectuée à leur point d'origine. Un certain nombre de critères financiers et techniques sont pris en compte pour assurer le choix optimal.

### III.8. Principe du filtrage actif parallèle

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non linéaire constituée par un pont d'onduleur qui injecte des courants harmoniques, de telle sorte que le courant de source (réseau) soit sinusoïdal. Une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant harmonique à fournir. L'injection peut être réalisé par différents types de convertisseurs.

Le courant harmonique  $I_{har}$  que doit fournir le filtre est égal à la différence entre le courant d'entrée  $I_{ch}$  du convertisseur polluant et le courant sinusoïdal  $I_s$  fourni par le réseau comme le montre la figure (III.5) [34].

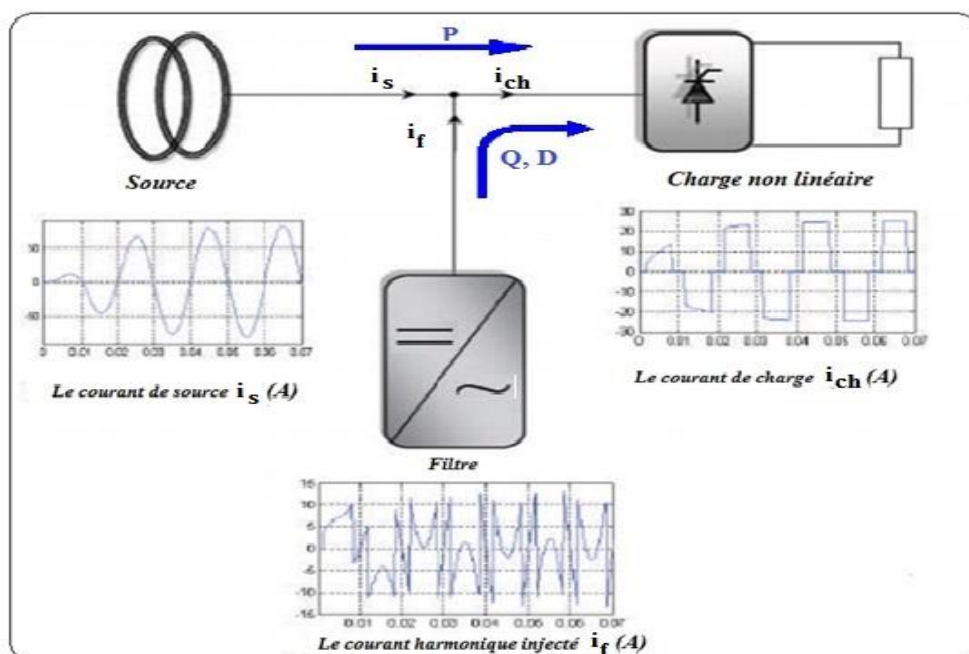


Figure (III.5) Schéma de principe du filtre actif parallèle [5]

### III.9. Description du système de filtre actif parallèle

Le système utilisé dans cette partie est conçu d'une source de tension triphasée, d'une charge non linéaire ( charge polluante) et d'un filtre actif parallèle formé par un onduleur de tension à trois bras avec des semi-conducteurs (IGBT) et sans neutre raccorde. Le stockage de l'énergie du cote continu est réalisé par un banc de condensateurs.

Pour raccorder l'onduleur au réseau et le commander en courant il est nécessaire d'utiliser un filtre de raccordement de nature inductive pour filtrer les courants hautes fréquences. Bien sûr un système de commande s'ajoutera dans le système global pour commander le filtre actif parallèle [5].

#### III.9.1. Modèle du Réseau d'Alimentation

Le réseau est assimilable à une source de tension triphasée sinusoïdale et équilibrée  $e_i(t)$  en série avec une impédance, dite de court circuit  $Z_{cc}$  comme le montre par la figure suivante.

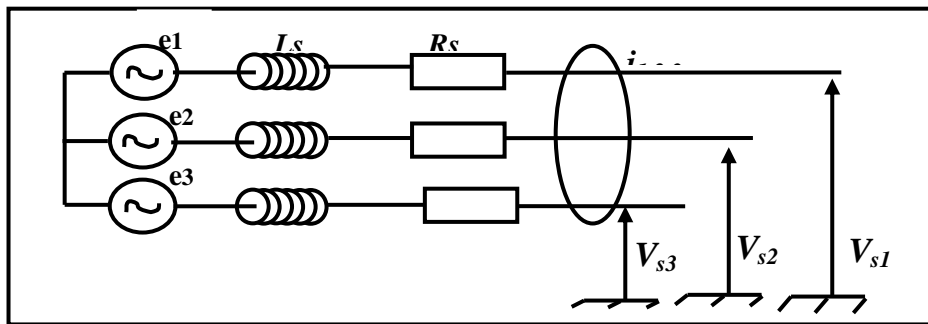


Figure (III.6) schéma du réseau

$$e_i(t) = \sqrt{2}E \sin\left(\omega t - (i - 1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (III.3)$$

$$Z_{cc} = R_s + jL_s\omega \quad (III.4)$$

Avec :  $\omega$ : pulsation du réseau .

$$\text{Où: } \omega = 2\pi f_s. \quad (III.5)$$

Les tensions du réseau électrique sont données par l'équation (III.6)

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot V \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

#### III.9.2. Modélisation de la charge polluante

La charge polluante utilisée est un redresseur triphasé à diodes (pont de Graëtz), connectée au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne ( $L_{ch}, R_{ch}$ ), et alimentant une charge inductive ( $L_d, R_d$ ) côté continu, figure (III.7). Pour simplifier , on suppose que le redresseur est idéal et l'empîement est nul.

Deux diodes de même bras ne peuvent pas conduire simultanément.

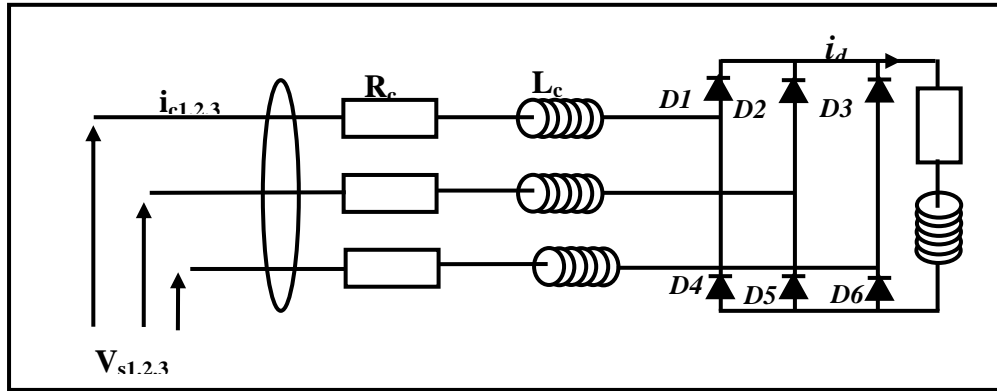


Figure (III.7) Schéma du charge polluante ( Redresseur à diodes (pont de Graëtz) avec charge RL)

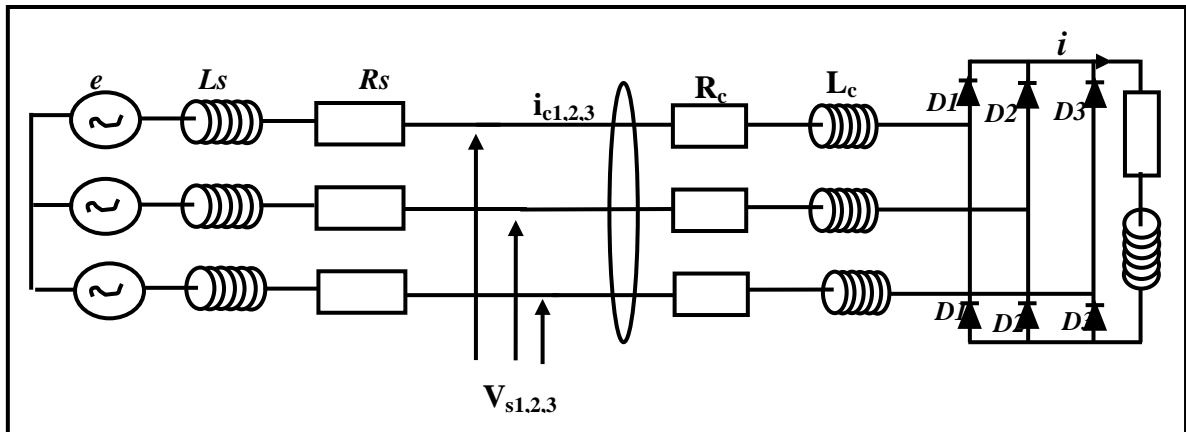


Figure (III.8) Schéma global du système

Le système des tensions triphasées ( $V_a, V_b, V_c$ ) ainsi que la tension redressée  $U_{ch}$  sont représentés par la figure (III.7).

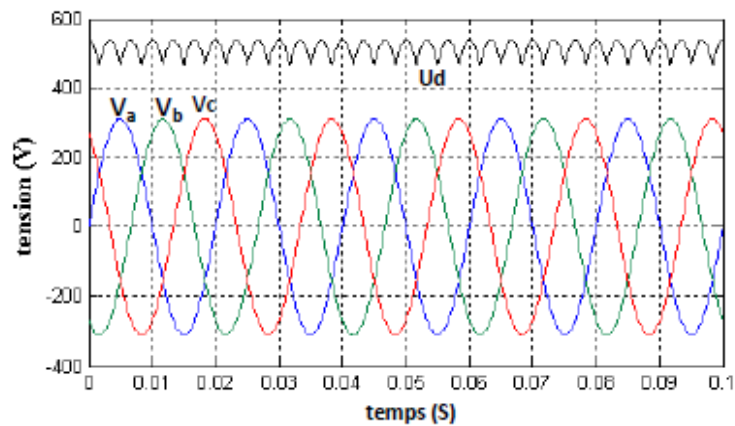


Figure (III.9) Tension de sortie du redresseur

On sait qu'une charge non linéaire produit des harmoniques et les transmet sur le réseau.

Ces harmoniques en courant et en tension au côté alternatif peuvent avoir des répercussions néfastes sur le réseau d'alimentation, pour cela il est intéressant d'utiliser un filtre actif parallèle pour améliorer les performances du réseau d'alimentation.

### III.9.3. Modélisation du filtre actif

Le modèle mathématique du filtre actif est donné par les équations suivantes :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \frac{V_0}{3} - \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

$$C \frac{dV_0}{dt} = \sum_{i=1}^3 u_i i_{fi} - \frac{V_0}{R} \quad (III.8)$$

### III.10. Structure du Filtre Actif Parallèle

La structure des filtres actifs se compose essentiellement de deux parties, une partie puissance et une partie commande (Figure III.10) [5]. La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie(Elément de stockage d'énergie), Son schéma de principe est illustré sur la Figure (III.11).

La partie commande, sert à contrôler la commutation des semi-conducteurs formant l'onduleur.

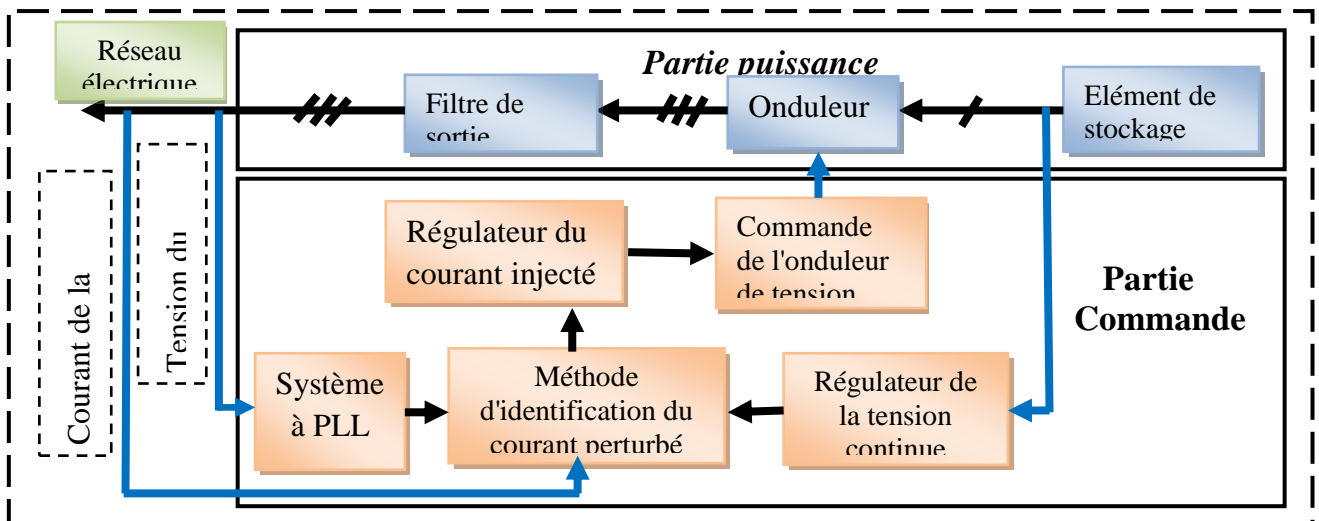


Figure (III.10): structure générale du filtre actif parallèle [5]

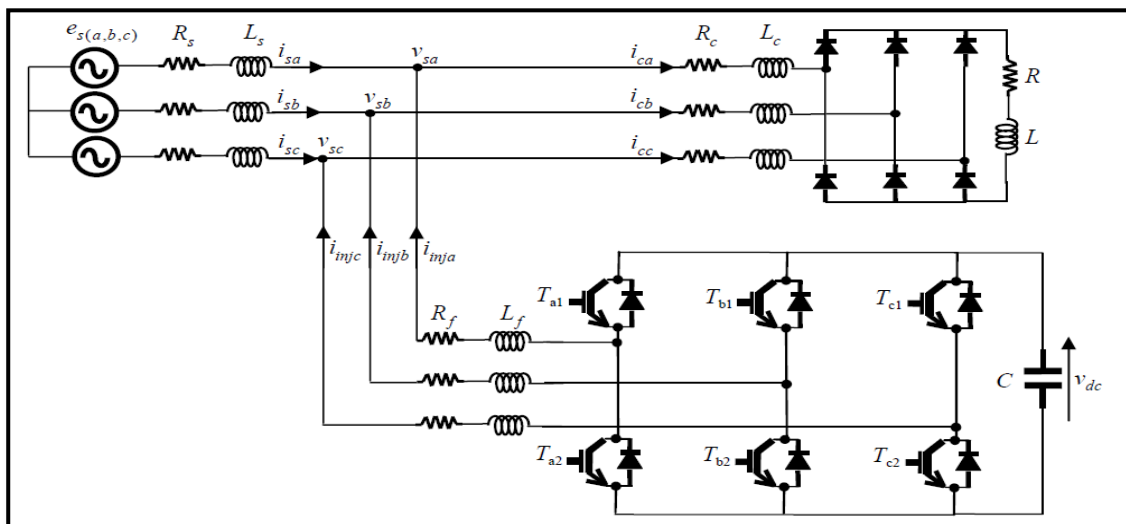


Figure (III.11) Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux à niveaux proposé [6]

La partie puissance est constituée de:

- d'un onduleur de tension (**par exemple** :deux niveaux a basse d'interrupteur de puissance (IGBT) avec une diode antiparallèle) .
- d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif
- d'un filtre à la sortie de l'onduleur.

La partie commande : elle est constituée de l'algorithme de détection de courant de référence et de la commande de l'onduleur de tension.

Dans l'algorithme de détection de courant de référence on trouve [6] :

- D'un circuit d'identification des courants perturbés.
- D'un système à base PLL(boucle de verrouillage de phase ) qui sera intégré dans la méthode d'identification des courant.
- De la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- De la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.

### III.10.1. Etudes de la partie puissance

Le filtre actif parallèle est une structure de tension connectée en parallèle au réseau , Le filtre entre l'onduleur et le réseau est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en ferrites). Il a deux objectifs générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau [5].

A ce titre, l'inductance ( $L_f$ ) intervient dans la commandabilité du courant du filtre. Réduire au point de raccordement au réseau, l'amplitude des créneaux de tension générés.

Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, thyristors GTO), en antiparallèle avec une diode. Dans ce cas également, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources [5]:

source de courant côté alternatif et source de tension côté continu.

La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes [5] :

- Un seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des court-circuités de la source de tension.
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en antiparallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant

$I_{Sn}$  , courant de la source d'alimentation

$V_{Sn}$  , tension au point de raccordement commun

$V_{fn}$  ,  $I_{fn}$  ,  $L_f$  , tension, courant et inductance du filtre actif .

### III.10.1.1. Onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur de tension, de par sa capacité à réaliser un grand nombre de fonctionnalités, a été naturellement mis à contribution pour réaliser des objectifs de compensation (le filtrage). L'onduleur de tension est composé de trois bras chacun à deux interrupteurs bidirectionnels en courant commandés à l'amorçage et au blocage, ils sont réalisés avec un transistor (MOSFET, IGBT, GTO) associé à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [4].

\_ Le stockage de l'énergie se fait dans un condensateur (C) qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_0$ .

L'onduleur de tension est connecté au réseau électrique via un filtre passif appelé aussi filtre de sortie.

L'onduleur de tension triphasé et les interrupteurs de puissance sont présentés par les schémas des figures (III.10.a) et (III.10.b) respectivement.

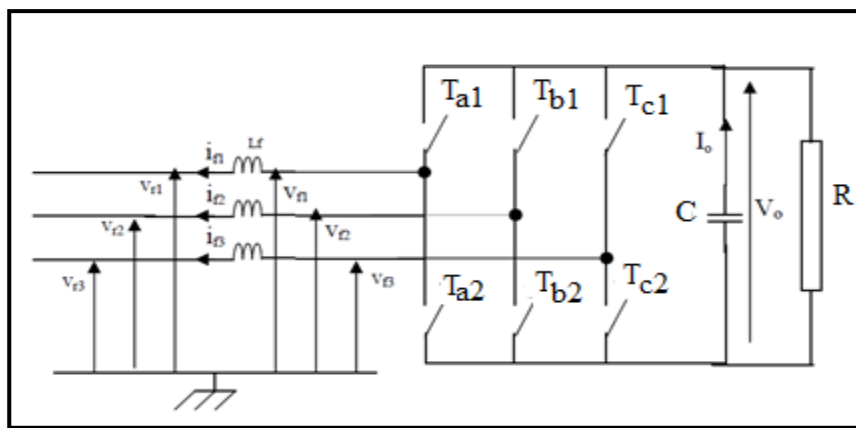


Figure (III.12) filtre actif à structure tension [3]

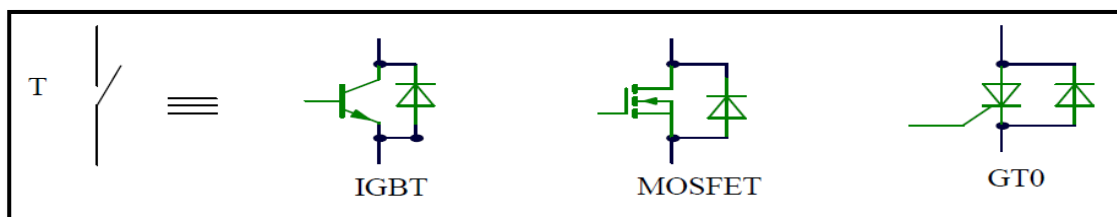


Figure (III.13) Interrupteurs de puissance [3]

Au cours de son fonctionnement, le convertisseur statique relie par l'intermédiaire de ses interrupteurs une source de tension continue entre les quelles il assure le contrôle et l'échange d'énergie. Pour que cette liaison puisse se faire, il faut respecter deux règles essentielles [4]:

- ❖ Deux interrupteurs d'un même bras ne peuvent être fermés simultanément sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage, mais ils peuvent être tous les deux ouverts pendant un temps d'attente appelé temps mort inséré entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre. Toutefois, avec l'hypothèse des commutations instantanées, ce mode de fonctionnement ne sera pas pris en compte.

- ❖ Une source de courant ne doit jamais être ouverte ce qui impose la présence de la diode antiparallèle.

### III.10.1.2. Tension fournie par l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions  $V_{dc}$  et 0, en fonction des états des interrupteurs. En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs

d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure (III.10.a) sont désignées par les fonctions de commutation ( $S_{ki}$ ) Pour chaque interrupteur  $T_{ki}$  ( $k= a, b, c$   $i=1, 2$ ) [4]:

$$S_{a1} = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } T_{a1} \text{ est fermé et l'interrupteur } T_{a2} \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } T_{a1} \text{ est ouvert et l'interrupteur } T_{a2} \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_{b1} = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } T_{b1} \text{ fermé et l'interrupteur } T_{b2} \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } T_{b1} \text{ ouvert et l'interrupteur } T_{b2} \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_{c1} = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } T_{c1} \text{ est fermé et l'interrupteur } T_{c2} \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } T_{c1} \text{ est ouvert et l'interrupteur } T_{c2} \text{ est fermé} \end{cases}$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$S_{a1} = 1 - S_{a2} \quad (III.9)$$

Dans l'hypothèse d'un système équilibré, les tension du réseau sont supposées triphasées équilibrées et sinusoïdales de fréquence (50Hz), elles sont définies par :

$$V_{Si} = V_m \sin\left(\omega t - (i - 1) \frac{2\pi}{3}\right) \quad (i = 1, 2, 3) \quad (III.10)$$

Avec:

$$V_{S1} + V_{S2} + V_{S3} = 0 \quad (III.11)$$

$V_m$  et  $\omega$  sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

Les tensions entre phases imposées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bo} - V_{co} \\ V_{co} - V_{ao} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (III.12)$$

Le courant délivré par la capacité est :

$$i_0 = C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{i=1}^3 (u_i - i_{fi}) - \frac{V_{dc}}{R} \quad (III.13)$$

$V_{f1}$ ,  $V_{f2}$  et  $V_{f3}$  sont les tensions par rapport au point neutre, elles vérifient l'équation :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Sachant que la somme des courants du filtre actif est nulle :

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \quad (III.15)$$

On déduit des équations (1,c, d)

$$V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} = 0 \quad (III.16)$$

Les équations (III.16),( III.12) donnent:

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (III.17)$$

Les variables  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  prennent chacune deux valeurs possibles, il en résulte huit états possibles pour les tensions  $V_{f1}$ ,  $V_{f2}$  et  $V_{f3}$  résumés dans le tableau (III.1) [4].

<i>Etat</i>	$S_{a1}$	$S_{b1}$	$S_{c1}$	$V_{f1}$	$V_{f2}$	$V_{f3}$
<b>0</b>	0	0	0	0	0	0
<b>1</b>	1	0	0	$2\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
<b>2</b>	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
<b>3</b>	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
<b>4</b>	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
<b>5</b>	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
<b>6</b>	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
<b>7</b>	1	1	1	0	0	0

Tableau (III.1) Tension délivrées par l'onduleur

### III.10.1.3. Représentation vectorielle des tensions générées

Le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions de phases, il est commode de représenter les tensions fournies par l'onduleur dans un repère orthogonal ( $\alpha, \beta$ ), on aura [35]:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

Dans le plan de concordia (biphasé) ( $\alpha, \beta$ ), en considérant  $V_f$  le vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur  $V_f$  sont donnés par la figure (III.11), six positions se trouvent aux sommets d'un hexagone ( $V_{f1}$  et  $V_{f6}$ ) de module  $\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$  et deux positions à l'origine, de module nul ( $V_{f0}$  et  $V_{f7}$ ).

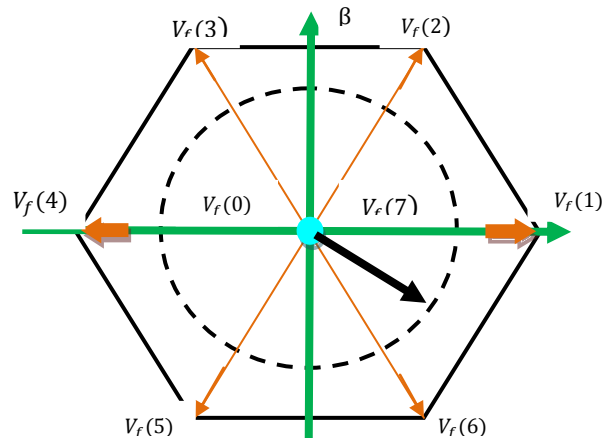


Figure (III.14) Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

Ou  $V_f$  représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de références que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la figure (III.12) .

#### III.10.1.4. Le système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie et la fourniture d'une tension continue  $V_0$  sont les rôles du condensateur C. le choix des paramètres du système de stockage n'est pas arbitraire car ils ont une influence sur la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

En effet, le choix de la tension  $V_0$  se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs (tableau III.1), et l'augmentation de  $V_0$  améliore la dynamique du filtre actif, donc elle doit être choisie comme la plus grande tension tout en respectant les contraintes des interrupteurs.

Le choix de C se fait de manière à ce que les ondulations de la tension  $V_0$  causées par les courants engendrés par le filtre actif soient limitées, car plus ces ondulations sont importantes plus l'amplitude du courant du filtre est grande, sa fréquence est faible et sa qualité de compensation est dégradée [4].

Ainsi on peut estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres de stockage. Pour démontrer ceci deux méthodes peuvent être utilisées [4]:

- La première méthode est basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7) pour un redresseur en pont de Gratèz. En choisissant un taux d'ondulation acceptable ( $\epsilon$ ) généralement de l'ordre de 5% de  $V_0$ , La capacité C est calculée à partir de la relation suivante:

$$C = \frac{V_S \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + 2I_5 I_7 (5\alpha - 7\alpha)}}{2\omega \epsilon V_0^2} \quad (III. 19)$$

$V_S$ : La valeur efficace de la tension simple du réseau.

$\alpha$ : L'angle d'allumage des thyristors du pont de Gratèz

- La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique  $I_h$  du rang le plus faible. La capacité C se calcule de la façon suivante:

$$C = \frac{I_h}{\epsilon V_0 \omega_h} \quad (III. 20)$$

$\omega_h$ : La plus faible pulsation des harmoniques à compenser.

$I_h$ : le courant harmonique du rang h

### III.10.1.5. Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif composé d'une inductance  $L_f$  de résistance  $R_f$  généralement négligeable, utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, Il est dimensionné de manière à satisfaire les deux critères suivants [10]:

- Assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{ch} = \frac{d}{dt} \vec{i}_f \quad (III.21)$$

Avec:

$i_{ch}$  le courant harmonique de la charge

$i_f$  : le courant du filtre actif.

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.
- Garantir le filtrage, pour un certain niveau de qualité, des harmoniques de courant dus a la commutation.
- Limiter la chute de tension au courant maximal, a une valeur inferieure a 20% de la tension cote source, niveau de potentiel au point PCC.

L'inconvénient du filtre de sortie utilisé, filtre de premier ordre, c'est qu'il ne peut pas vérifier les deux critères au même temps, car pour satisfaire l'égalité ( $\frac{d}{dt} \vec{i}_{ch} = \frac{d}{dt} \vec{i}_f$ ), Et donc améliorer les performances de compensation, inductance  $L_f$  doit être relativement faible. Néanmoins, cela entraine la propagation de ses composants sur le réseau ce qui affecte les installations et équipements électriques voisins [9].

Le dimensionnement de  $L_f$  est réalisé avec la contrainte que pour une fréquence de commutation donnée, la pente du courant  $i_f$  est plus petite que celle d'une porteuse triangulaire définissant cette fréquence de commutation.

La pente de la porteuse triangulaire est définie par :

$$\alpha = 4 \cdot \varepsilon \cdot f_c \quad (III.22)$$

Telle que:

$\varepsilon$ : est l'amplitude de l'onde triangulaire.

$f_c$  : est la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif

La pente maximale de  $i_f$ , dans le cas d'un filtre actif à point milieu, est donnée par:

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{0,5 \cdot V_{dc} + V_{sm}}{L_f} \quad (III.23)$$

D'où une valeur de  $L_f$  estimée à:

$$L_f = \frac{0,5 \cdot V_{dc} + V_{sm}}{4 \cdot \varepsilon \cdot f_c} \quad (III.24)$$

Ainsi le bon dimensionnement du filtre de sortie utilisé dépend du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif parallèle. Une solution qui permet d'arriver à un bon compromis et qui consiste en l'installation d'un filtre passif auxiliaire :

Soit en amont du coté réseau, dans ce cas les harmoniques à filtrer sont ceux du courant de l'onduleur et le signal utile est constitué de l'ensemble des contres harmoniques. Cette

configuration permet d'inclure le filtre auxiliaire au filtre actif sans modifier la structure déjà existante.

Néanmoins, le filtre auxiliaire engendre des effets indésirables sur le réseau tel que la résonance avec d'autres éléments passifs voisins, sa consommation de la puissance active à travers sa résistance d'amortissement et la dégradation de leurs performances à cause du vieillissement de leurs composants [5].

Dans la suite de ce travail, l'onduleur étant muni d'un filtre de sortie, le filtre auxiliaire est un filtre de deuxième ordre inséré au niveau de la ligne.

Ce filtre est formé d'une inductance  $L_1$  et d'une capacité  $C_1$  en série avec une résistance  $r_1$  qui permet d'introduire un amortissement, comme le montre la figure suivant:

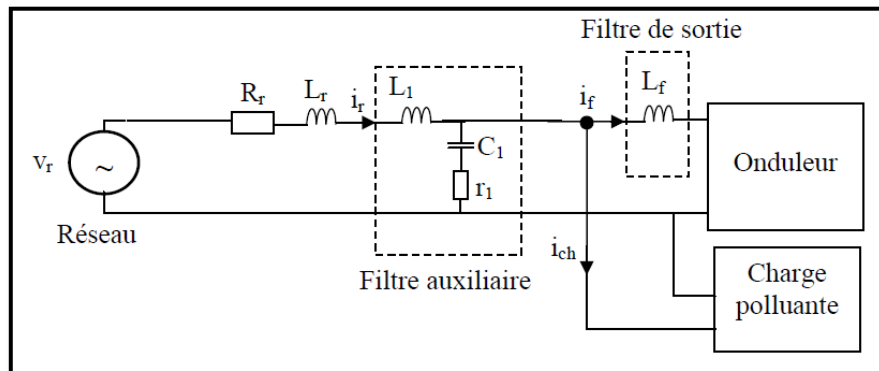


Figure (III.15) Insertion des filtres des sortie et auxiliaire

### III.10.2. Etudes de la partie commande

#### III.10.2.1. Introduction à la stratégie de commande

Le rôle de la commande est la génération de courants harmoniques produits par le filtre actif afin qu'ils suivent en temps réel leurs références harmoniques. Dans un premier temps, il faut donc déterminer ces courants harmoniques de référence. L'objectif est de compenser l'ensemble des harmoniques de courant générés par la charge non linéaire.

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel, trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [11]:

- Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.
- Identification à partir de la détection du courant de la source.
- Identification à partir de la détection de la tension de la source.

Afin de compenser les courant harmoniques, générée par la charge non-linéaire, par un filtre actif parallèle, la première méthode est la plus utilisée.

C'est pourquoi cette méthode de détection est employée dans ce mémoire.

#### III.10.2.2. Contrôle du SAPF à deux niveaux

La partie contrôle d'un SAPF réalise quatre fonctions principales :

- l'identification des courants de référence
- la régulation de la tension continue
- la commande de l'onduleur de tension.
- la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension

### **III.10.2.3. Généralités sur les méthodes d'identification des courants harmoniques**

Dans la littérature, différentes méthodes d'identification des courants perturbés ont été développés, ces méthodes ont pour rôle d'améliorer les performances des systèmes classiques de dépollution des installations électriques, L'indentification des composants harmoniques se fait en général, soit dans l'espace des courants, soit dans l'espace des puissances.

Les méthodes d'identification des grandeurs harmoniques sont classées dans deux domaines, fréquentiel et temporel .

La première(domaine fréquentiel) est basée sur la transformée de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal pour en extraire les harmoniques de compensation. Cet algorithme présente la difficulté de nécessiter beaucoup de calcul surtout lorsque on augmente le nombre d'harmoniques à éliminer ; il en résulte un temps de réponse élevé.

La deuxième approche (domaine temporel) est basée sur la comparaison instantanée des grandeurs de compensation harmonique de référence, sous forme de tension ou de courant, aux grandeurs harmoniques réels. Beaucoup de méthodes entrent dans cette famille, notamment la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.

On distingue des méthodes d'extraction globale (tous les harmoniques à compenser sont présents dans la référence) et sélective (les harmoniques à compenser sont choisis et limités). Le choix de la méthode dépendra des objectifs fixés : compensation de tous les courants harmoniques, compensation sélective de certaines harmoniques, compensation des harmoniques dans des cas de configurations défavorables susceptibles de survenir dans les réseaux triphasés industriels, car la tension du réseau est souvent perturbée ou déformée. Pour générer les courants de référence servant à la commande du filtre actif, nous avons opté pour de deux méthodes : méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées et la méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF) [28].

### **III.10.2.4. Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées**

Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de mettre en œuvre la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées. car elle est d'une grande souplesse en permettant de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation.

Cette méthode basée essentiellement sur le principe de l'énergie active et réactive instantanée a pour but la détermination du courant fondamental et du courant harmonique d'un courant de charge quelconque [4].

La méthode des puissances instantanées introduite par H. Akagi et al, exploite la transformation de Concordia des tensions aux points de raccordement du filtre actif parallèle et des courants absorbés par la charge polluante, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées.

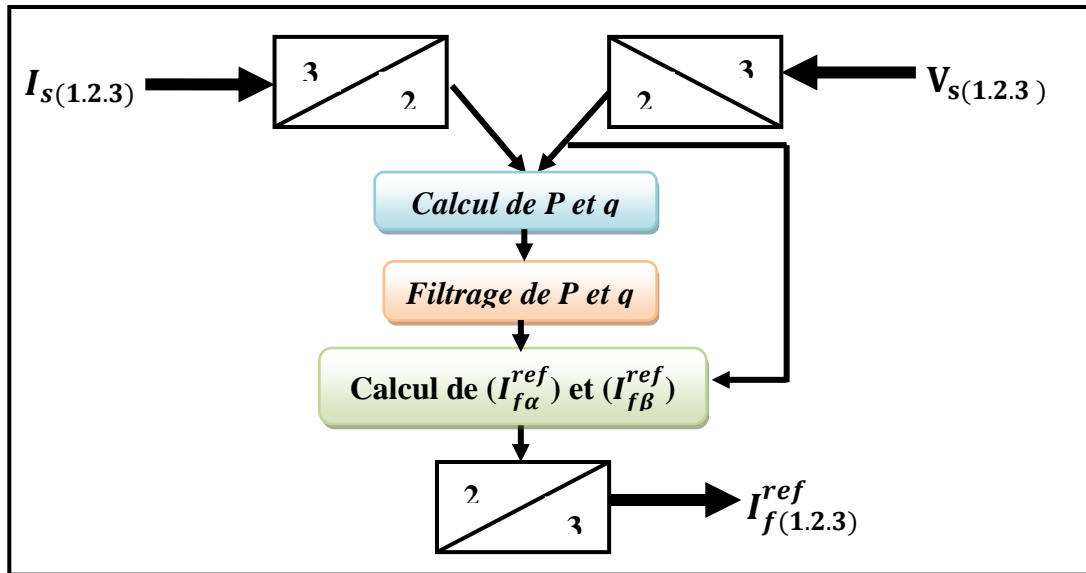


Figure (III.16) Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge par La méthode des( pq)

Notons respectivement par  $(V_\alpha, V_\beta)$  et  $(I_\alpha, I_\beta)$  les composantes orthogonales de Concordia associées aux tensions  $V_{sk}$   $T_{ki}$  ( $K=a, b, c$ ) et aux courants  $I_{sk}$ . La transformation de Concordia permet d'écrire, les deux relations suivantes [28]:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (III.25)$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cha} \\ I_{chb} \\ I_{chc} \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

Les puissances réelle et imaginaire instantanées, notées respectivement  $p$  et  $q$ , sont définies par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (III.27)$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leur homologues triphasés, nous obtenons :

$$P = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta = V_{sa} I_{cha} + V_{sb} I_{chb} + V_{sc} I_{chc} \quad (III.28)$$

De même, pour la puissance imaginaire on a :

$$q = V_\alpha I_\beta + V_\beta I_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sc} - V_{sb}) I_{cha} + (V_{sa} - V_{sc}) I_{chb} + (V_{sb} - V_{sa}) I_{chc}] \quad (III.29)$$

Les composantes des puissances réelle et imaginaire instantanées s'expriment comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative, ce qui nous permet d'écrire[29],

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (III.30)$$

Où :

$\bar{P}, \bar{q}$ : sont les composantes continues de p et q.

$\tilde{P}, \tilde{q}$ : sont les composantes alternatives de p et q.

L'inverse de l'équation (III.27) des puissances active et réactive permet d'établir la relation (III.31) des courants  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

En considérant les équations (III.30) et (III.31), nous pouvons séparer le courant dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et somme des harmoniques. Ceci conduit à [28]:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} \begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha & 0 \\ \hat{V}_\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha - V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha - V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (III.32)$$

**Courant actif**

**Courant réactif**

**courant harmoniques**

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive, ainsi que les Courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure  $\tilde{P}, \bar{q}$  et  $\tilde{q}$  Dans ce cas, les courants de référence sont calculés par :

$$\begin{bmatrix} I_{ref\ \alpha} \\ I_{ref\ \beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (III.33)$$

Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés  $I_{ref\ \alpha}$  et  $I_{ref\ \beta}$  par la transformation inverse de Concordia. Ces courants représentent les perturbations et deviennent les courants de référence qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les harmoniques [28].

$$\begin{bmatrix} I_{ref\ a} \\ I_{ref\ b} \\ I_{ref\ c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref\ \alpha} \\ I_{ref\ \beta} \end{bmatrix} \quad (III.34)$$

Il est évident, d'après la relation (III.32), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelles et imaginaires doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant deux filtres, le premier pour isoler la partie P de la puissance active instantanée, le second pour isoler la partie q de la puissance réactive instantanée, comme le présente la figure (III.15) [4].

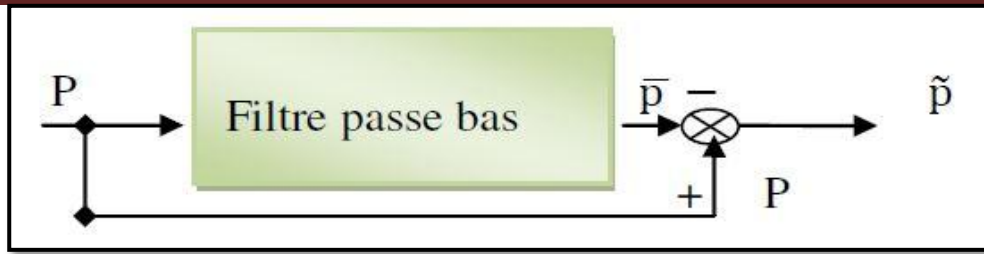


Figure (III.17) Schéma représentant le principe de séparation des puissances

La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi_c \omega_c s + \omega_c^2} \quad (III. 35)$$

Avec:  $\omega_0 = 2\pi f_0$

$f_0$ : est la fréquence de coupure du filtre

$s$ : l'opérateur de Laplace

$\xi$ : dépassement.

Le schéma de la figure (III.18) illustre les différentes étapes permettant l'obtention des courants de référence par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.

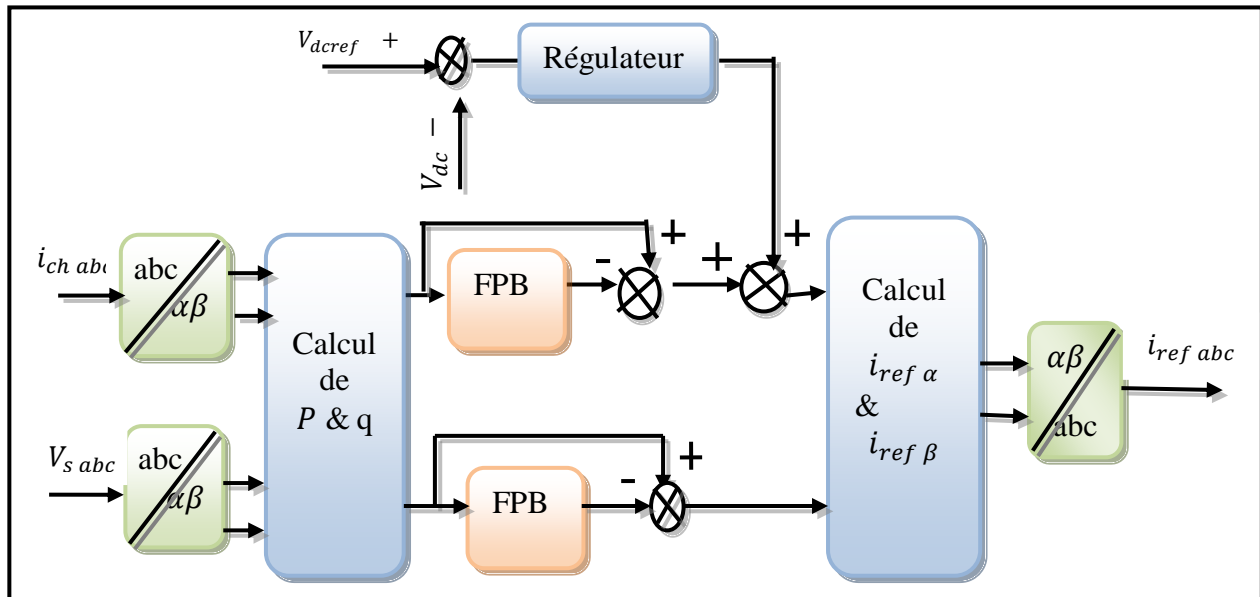


Figure (III.18) Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées [10]

Suivant la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. Le Tableau (III.2) résume les modes de compensations possibles [6].

Paramètres de contrôle	
Compensation des harmoniques de courant	$P_f = \tilde{P}$ et $q_f = \tilde{q}$
Compensation de l'énergie réactive	$P_f = 0$ et $q_f = 0$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$P_f = \tilde{P}$ et $q_f = \tilde{q}$

Tableau (III.2) Les modes de compensation de la commande des puissances instantanées [6]

### III.10.2.5. Application de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées au filtrage actif parallèle

On présente le diagramme fonctionnel par phase de la commande du filtre actif figure (III.19). Le courant harmonique de référence déterminé par la méthode de puissance instantanée est comparé au courant harmonique réel généré par le filtre actif.

L'écarte entre ces deux courants nous permet d'obtenir la commande nécessaire au correcteur qui nous fournira avec l'aide de la stratégie de commande MLI la commande des interrupteurs [8].

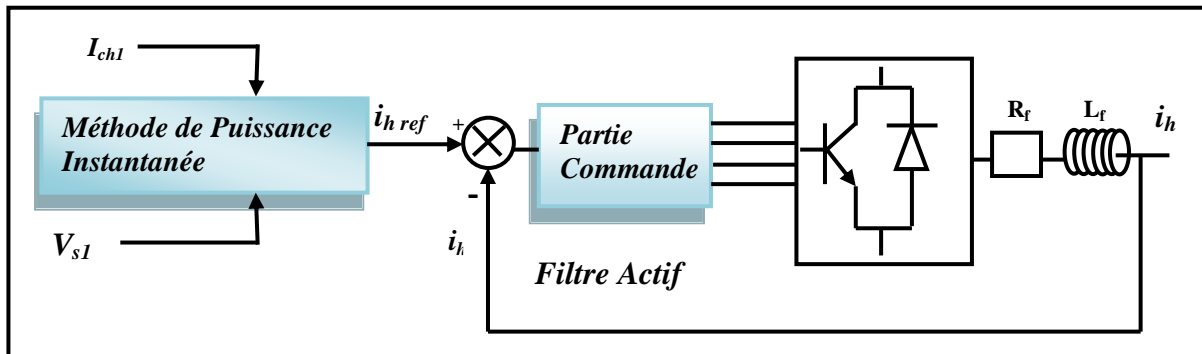


Figure (III.19): l'emplacement de la méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées dans la commande du filtre actif

### III.10.2.6. Méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF: Synchronous Reference Frame)

Cette méthode, introduite par Bhattacharya 1991, exploite également la transformation de Concordia mais appliquée uniquement aux courants de ligne de la charge  $I_{ch}(t)$ , [30] Ensuite, une seconde transformation est opérée pour passer des courants de ligne en (d-q), ce qui permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives.

Cela nous permet d'éliminer à l'aide d'un simple filtre passe bas, la composante continue du courant. L'avantage majeur de cette méthode par rapport à la précédente réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques n'ont plus d'influence sur les courants identifiés et par conséquent le filtrage sera meilleur [28].

#### a) Principe

Les composantes de Concordia des courants sont [28]:

$$\begin{bmatrix} I_{ch\alpha} \\ I_{ch\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ch1} \\ I_{ch2} \\ I_{ch3} \end{bmatrix} \quad (III. 36)$$

Les composantes de Park sont :

$$\begin{bmatrix} I_{chd} \\ I_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ch\alpha} \\ I_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (III. 37)$$

Où:

$\hat{\theta} = \omega t$ ,  $\omega$  est la pulsation électrique.

Le schéma vectorielle de passage du repère (abc) vers le repère (dq) est représenté dans la figure (III.18).

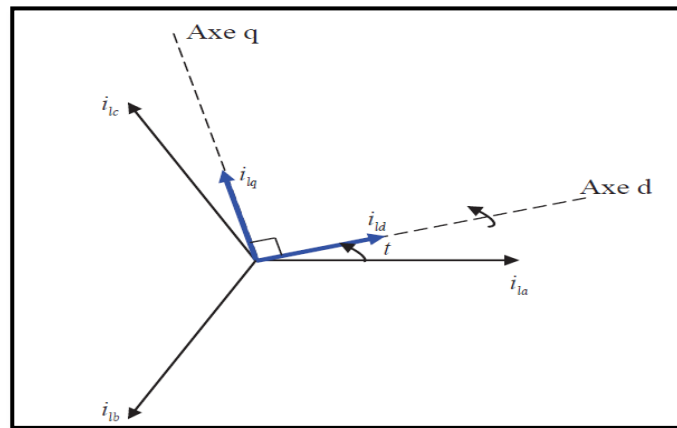


Figure (III.20) Représentation vectoriel de passage de repère abc ver le repère (dq) [5]

Le passage du courant dans la transformée de Park synchronisée avec la fréquence du réseau a pour effet de transformer la composante du courant fondamental en composante continue tandis que les composantes du courant harmonique subissent un décalage dans le spectre de fréquence. L'élimination de la composante continue est réalisée par l'ajout d'un filtre passe bas (FPB).

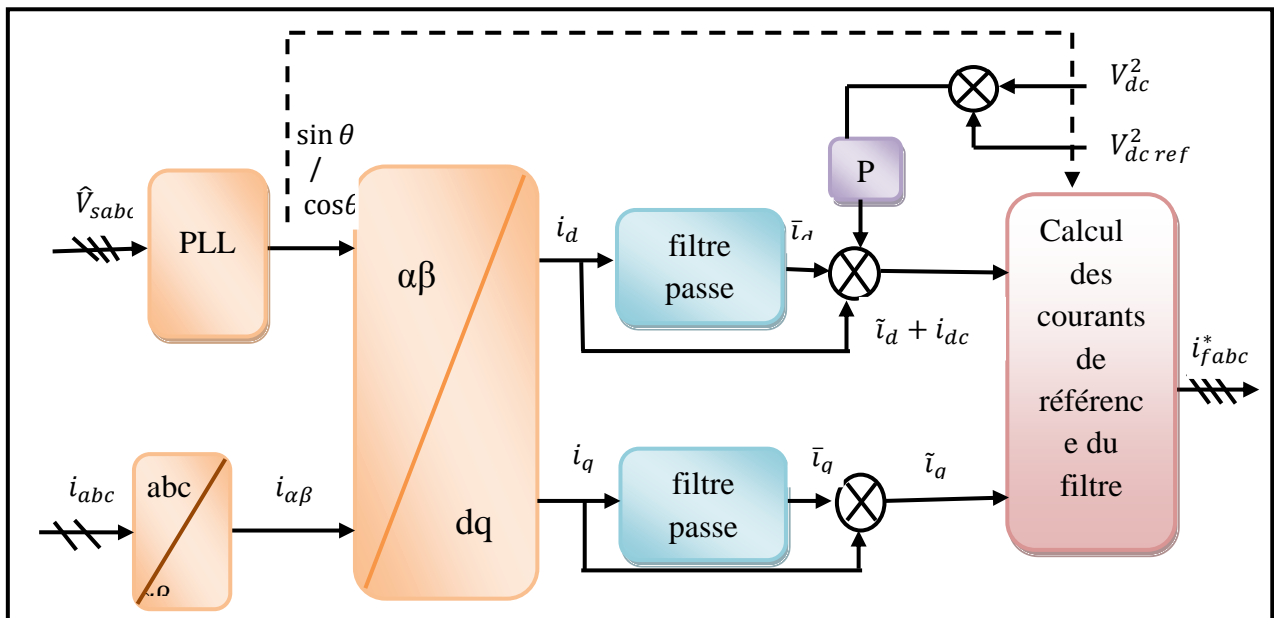


Figure (III.21) Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge [11]

Chacun courants ( $I_{chd}$ ) et ( $I_{chq}$ ) comporte une partie continue et une partie alternative ce qui nous permet d'écrire

$$\begin{bmatrix} I_{chd} \\ I_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{chd} + \bar{I}_{chd} \\ \hat{I}_{chq} + \bar{I}_{chq} \end{bmatrix} \quad (III.38)$$

$\bar{I}_{chd}, \bar{I}_{chq}$ : Composantes continues de  $I_{chd}$  et  $I_{chq}$  correspondant au fondamental du courant dans le repère (dq).

$\hat{I}_{chd}, \hat{I}_{chq}$ : Composantes alternatives de  $I_{chd}$  et  $I_{chq}$  correspondant aux courants harmoniques dans le Repère (dq).

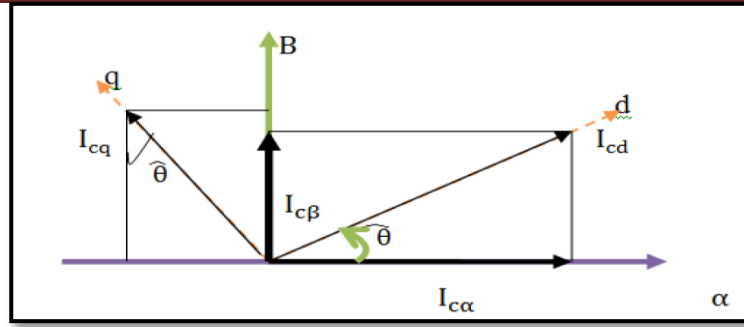


Figure (III.22) Relation entre les composante de Park et celles de Concordia

L'obtention du courant de référence s'obtient en effectuant la transformée inverse de Park toujours en synchronisme avec la fréquence du réseau [3]:

$$\begin{bmatrix} I_{ch\alpha} \\ I_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{chd} \\ I_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{chd} \\ I_{chq} \end{bmatrix} \quad (III. 39)$$

Soit encore:

$$\begin{bmatrix} I_{ch\alpha} \\ I_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{chd} \\ \bar{I}_{chq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{chd} \\ \hat{I}_{chq} \end{bmatrix} \quad (III. 40)$$

$$\text{Avec: } \hat{\theta} = \arctan\left(\frac{I_{c\alpha}}{I_{c\beta}}\right) \quad (III. 41)$$

Ici également, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques du courant de charge et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux.

Si nous voulons compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive, après avoir ajouté à la composante alternative ( $I_{chd}$ ) le courant ( $I_{dc}$ ) nécessaire à la régulation de la tension continue ( $V_{dc}$ ), l'équation (III.40) devient

$$\begin{bmatrix} I_{ch\alpha \text{ ref}} \\ I_{ch\beta \text{ ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{chd} + I_{dc} \\ I_{chq} \end{bmatrix} \quad (III. 42)$$

Ensuite, la transformation inverse de Concordia permet d'obtenir les courants de référence, selon les axes (abc), à l'aide de la relation (III.43):

$$\begin{bmatrix} I_{f1}^{ref} \\ I_{f2}^{ref} \\ I_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f\alpha}^{ref} \\ I_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} \quad (III. 43)$$

### III.10.2.7. Système à base de PLL

L'identification des courants perturbés se fait à partir d'une méthode de calcul basée sur l'exploitation des tension du réseau  $V_{S1,2,3}$  saines, c'est-à-dire sinusoïdales et équilibrées, et pour obtenir ces tensions, on utilise une boucle de verrouillage de phase ou PLL (Phase Locked Loop) [4].

La PLL est la technique la plus répandue pour l'extraction de la composante fondamentale directe de la tension du réseau, sinon la méthode des puissances instantanées n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, et afin de généraliser

l'application de la méthode d'identification que nous avons adoptée à tout type de tension, le système à base de PLL est proposé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau [36].

Son fonctionnement se base sur la transformation de Park pour passer au repère (dq). Les tensions  $V_{S1,2,3}$  subissent dans un premier temps la transformation de Concordia dans le repère ( $\alpha\beta$ ).

Les tensions ainsi obtenues  $V_{\alpha,\beta}$  sont exprimés dans le repère de Park par une rotation, l'angle de cette rotation représente l'angle de la composante directe de la tension, il est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation déterminée par le régulateur, ainsi la PLL ne sera verrouillée que lorsque l'angle estimé est égale à l'angle de la tension directe [36].

La forme de base de la P.L.L est présentée sur la figure (III.20), contenant un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur) [13].

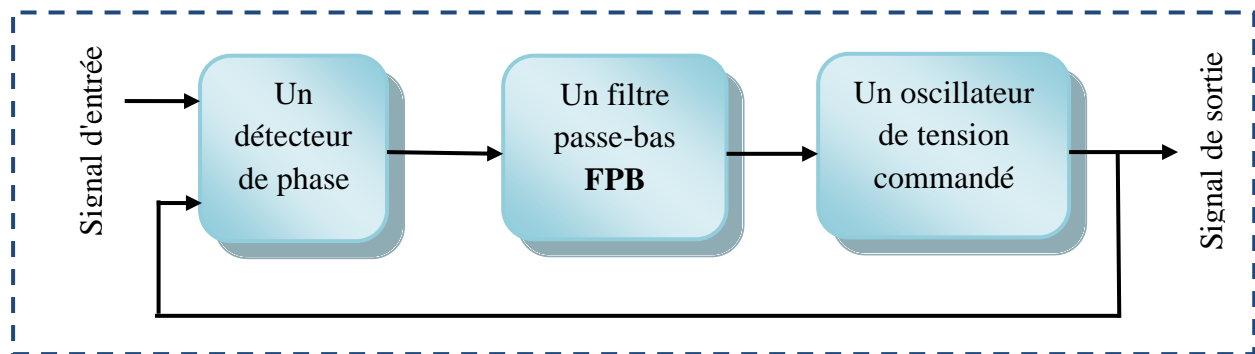


Figure (III.23) Diagramme de blocs d'une PLL [13]

### III.10.2.8. Régulation de la tension continue

Pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du côté continu de l'onduleur qui a deux tâches essentielles [19] :

- en régime permanent, il maintient la tension du bus continu  $V_{dc}$  constante avec des faibles oscillations ;
- il sert comme élément stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires.

#### a) Principe de la régulation

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur constante.

Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne  $V_{dc}$  aux bornes du bus continu sont les suivants [6]:

- les pertes dans les interrupteurs;
- les pertes dans les filtres de sortie ( $L_f$ );
- l'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

Sur la figure (III.24), nous remarquons que suite à un écart entre  $V_{dc\ ref}$  et  $V_{dc}$ , la puissance  $P_{dc}$  à la sortie du régulateur de tension s'ajoute, à un signe près à la puissance active harmonique et donne lieu à un courant fondamental actif supplémentaire corrigeant la tension continue  $V_{dc}$  [28].

**b) Synthèse du régulateur de tension**

Afin d'obtenir la quantité  $P_{dc}$  représentant la puissance active nécessaire pour maintenir  $V_{dc}$  proche de sa référence  $V_{dc\ ref}$  on peut utiliser un simple régulateur type proportionnel [11]. En régime permanent les courants de référence ne contiennent pas de composantes fondamentales 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, La fonction de transfert du régulateur est donnée par [11] :

$$G_c(s) = \frac{K_s}{1 + \tau_c s} \tag{III. 44}$$

Avec :

$K_s$  : Gain du régulateur

$\tau_c$  : Constant de temps.

En négligeant les pertes par commutation dans le filtre actif ainsi que l'énergie stockée dans le filtre de sortie  $L_f$ , la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension continue  $V_{dc}$  s'exprime par:

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C V_{dc}^2 \right) \tag{III. 45}$$

Pour des faibles variations de  $V_{dc}$  autour de  $V_{dc\ ref}$  l'équation (III.45) peut s'écrire:

$$P_{dc} = C V_{dc\ ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \tag{III. 46}$$

Des équations (III.45) et (III.46), la boucle de régulation de la tension continue  $V_{dc}$  peut être fonctionnellement représentée par la figure (III.24).

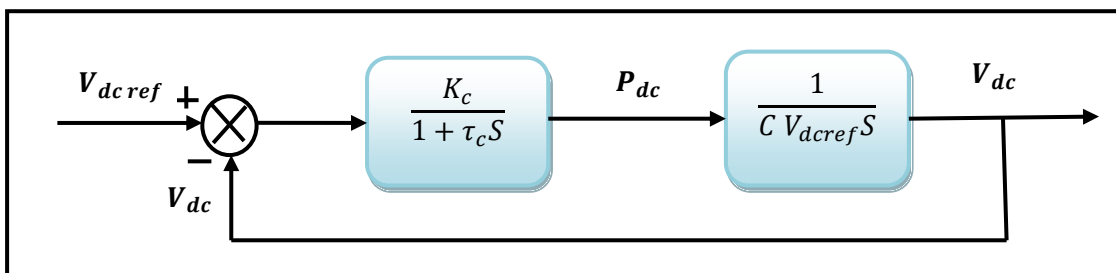


Figure (III.24) Boucle de régulation de la tension continue

La fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi_c \omega_c s + \omega_c^2} \tag{III. 47}$$

Avec :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{K_c}{CV_{dc\ ref}\tau_c}}, \quad (III.48)$$

$$\xi_c = \sqrt{\frac{CV_{dc\ ref}}{K_c\tau_c}} \quad (III.49)$$

En général, la régulation est stable, mais pour obtenir un amortissement suffisant, le Produit  $K_c\tau_c$  doit être limité.

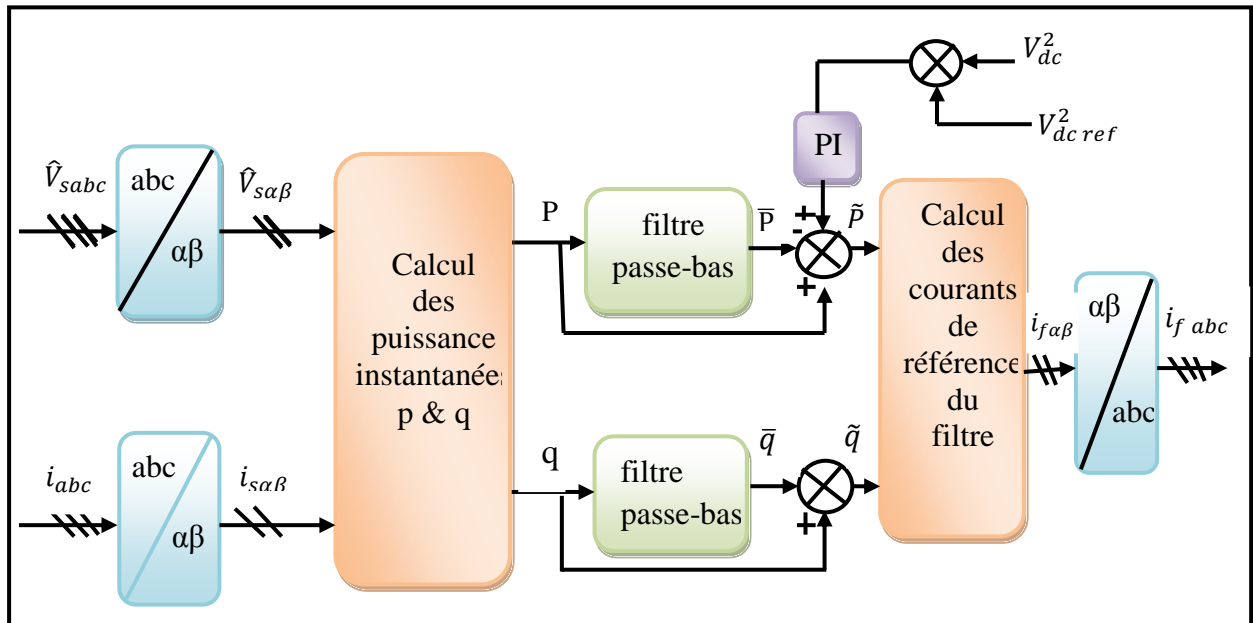


Figure (III.25) Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées [11]

### III.10.2.9. Régulation du courant du filtre

Le but de la boucle de régulation du courant est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur. La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les conditions suivantes, [4] :

- la bande passante du régulateur doit être assez large afin de ne pas introduire un retard important;
- le fonctionnement de la régulation ne doit pas être perturbé par les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Ces harmoniques doivent être atténués à la sortie du régulateur.

#### a) Principe de la régulation

La Figure (III.23) montre le modèle électrique équivalent par phase d'un filtre actif parallèle, à base d'un onduleur de tension à deux niveaux, connecté entre un réseau alternatif et une charge non linéaire.

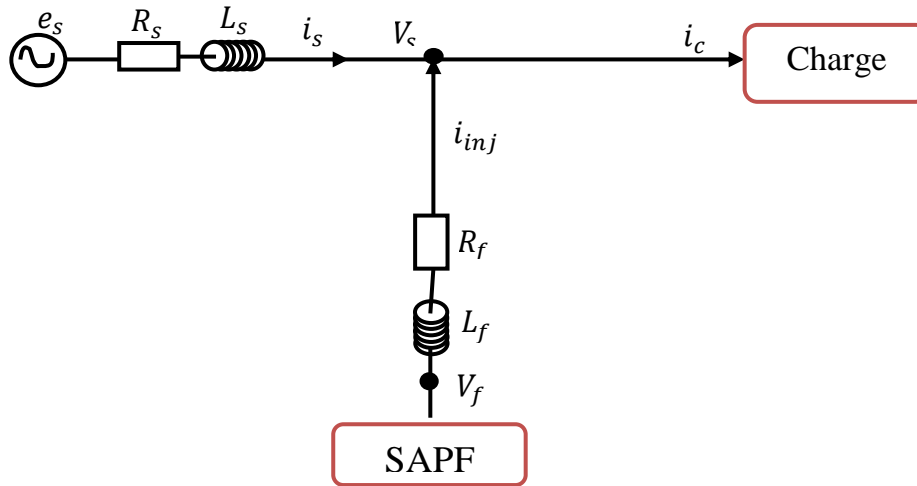


Figure ( III.26) Circuit monphasé équivalent d'un filtre actif parallèle [28]

L'équation qui relie le courant et la tension du filtre actif s'exprime par [28]:

$$V_f = L_f \frac{di_{inj}}{dt} + V_s \quad (III.50)$$

Avec:

$L_s, I_s$  et  $V_s$ : inductance, courant et tension au point de raccordement côté source d'alimentation.

$L_f, I_{inj}$  et  $V_f$ : inductance de sortie, courant et tension du filtre actif.

Notons par  $\Delta i$  la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta I = I_{ref} - I_{inj} \quad (III.51)$$

Des équations (III.50) et (III.51), on obtient:

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta I_{inj} = \left( V_s + L_f \frac{d}{dt} I_{inj} \right) - V_f \quad (III.52)$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (III.52) peut être défini comme tension de Référence ( $V_{fref}$ ), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$V_{fref} = V_s + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \quad (III.53)$$

En réalité, le vecteur ( $V_{fref}$ ) est la tension permettant de générer un courant égal à  $I_{ref}$

### b) Synthèse du régulateur du courant

Nous utilisons simplement pour chacune des phases un régulateur proportionnel suivi d'un filtre passe bas du premier ordre. Le rôle de ce filtre est d'atténuer les signaux hautes fréquences venant de la MLI. Le schéma de régulation du courant est représenté sur la figure (III.27) [6].

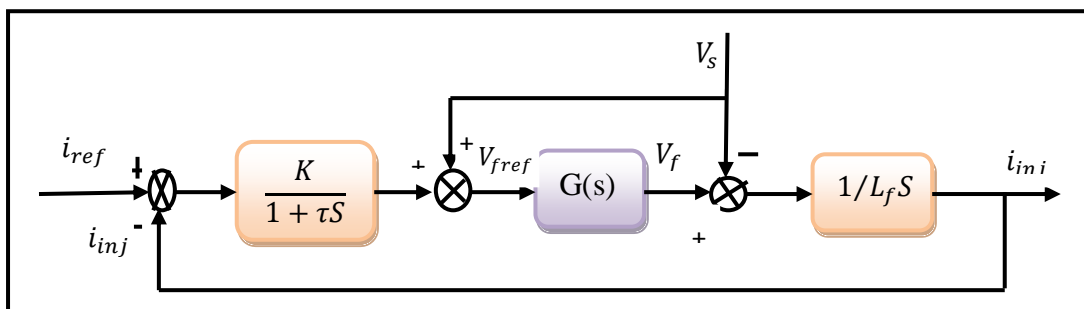


Figure (III.27) Schéma de la régulation des courants du SAPF

L'onduleur de tension à commande MLI est modélisé par un gain  $G_0$  [6]:

$$G_0 = \frac{V_{dc}}{2V_p} \quad (III.54)$$

Avec:

$V_{dc}$ : tension coté continu de l'onduleur .

$V_p$ : amplitude de la porteuse triangulaire.

Pour que  $V_f$  soit égal à  $V_{fref}$  , nous choisissons  $G_0$  égal à 1.

Le schéma de la régulation de courant peut alors se simplifier comme indiqué sur la figure (III.28).

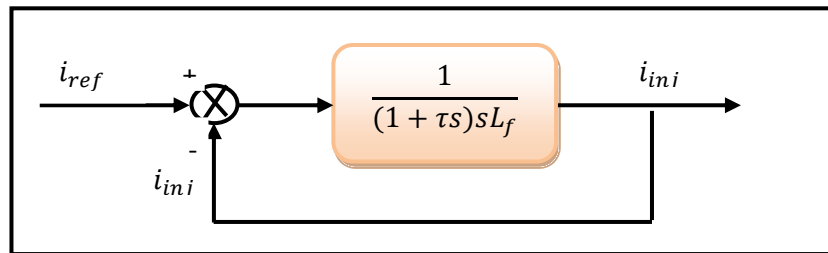


Figure (III.28) Schéma simplifié de la régulation.

La fonction de transfert de la boucle fermée est:

$$\frac{I_{inj}}{I_{ref}} = \frac{\omega_i^2}{S^2 + 2\xi_i\omega_i S + \omega_i^2} \quad (III.55)$$

Avec:  $\omega_i = \sqrt{\frac{K}{L_i\tau}}$  (III.56)

Et:  $\xi_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{K\tau}}$  (III.57)

### III.11. Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux

Les performances du filtre actif, notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des courants de référence, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension [28].

L'objectif de cette commande appliquée aux compensateur est de déterminer les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs qui permettent d'obtenir une tension de sortie, coté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne en minimisant ses harmoniques non désirées (harmoniques de commutation) et ce, en optimisant l'amplitude pour une tension du bus continue donnée [4].

Différents types de commande de l'onduleur sont recensés dans la littérature, on peut citer la commande par hystérésis et la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). La commande par hystérésis se résume pour un système du premier ordre à un simple relais, elle est parfaitement adaptée aux organes de commande ayant une action à deux positions comme c'est le cas pour l'onduleur. La commande MLI cherche à rendre la fréquence de commutation constante et nécessite pour cela un régulateur.

### III.11.1. Commande par hystérésis

#### III.11.1.1. Algorithme de commande par hystérésis

On désigne par  $\varepsilon_K$  l'écart entre le courant réel  $i_K$  et le courant de référence  $i_{refK}$  tel que [37]:

$$\varepsilon_K = i_K - i_{refK} ; (K=1,2,3) \quad (III.58)$$

Les ordres de commande  $B_{Ki}$  ( $i = 1,2$ ), des interrupteurs du bras K sont donné par l'algorithme suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} Si \ \varepsilon_K > \Delta_i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \\ Si \ \varepsilon_K < \Delta_i \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 1 \\ Sinon \ la \ commande \ de \ semi - conducteurs \ reste \ inchange \end{array} \right. \quad (III.59)$$

$B_{K1} = \overline{B_{K1}}$ ; ( $i = 1, 2$ );  $\Delta_i$ : La largeur de la bande d'hystérésis.

#### III.11.2. Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale)

Le principe général de cette stratégie est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres [34] :

- l'indice de modulation (m) et le taux de modulation (r).

L'indice de modulation (m) est le rapport de la fréquence ( $f_p$ ) de la porteuse à la fréquence (f) de la tension de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ); Le taux de modulation (r) est le rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à l'amplitude  $U_{Pm}$  de la porteuse ( $r = \frac{V_m}{U_{Pm}}$ ).

Les tensions de référence permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré direct sont définies dans le système (III.60) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (III.60)$$

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale se résume pour un bras **k** de l'onduleur comme suit [34]:

$$\left\{ \begin{array}{l} (|V_{refK}| \leq U_P) \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \\ (|V_{refK}| > U_P), (V_{refK} > 0) \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ (|V_{refK}| > U_P), (V_{refK} < 0) \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \end{array} \right. \quad (III.61)$$

#### III.11.3. Commande par MLI vectorielle

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur.

Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [13].

### III.11.3.1. Principe

Les tensions de référence sont la tension simple désirée. Cette technique de MLI suit les principes suivants [13] :

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

## III.12. Simulation de l'ensemble réseau-filtre actif-charge polluante

La simulation numérique est un outil nécessaire pour appréhender les phénomènes complexes liés à la non linéarité des éléments semi-conducteurs qui constituent les convertisseurs statiques et à l'interdépendance des divers organes de l'association réseau – convertisseur – charge – commande.

Dans le cadre de l'étude du comportement du filtre actif parallèle commandé par MLI, nous utilisons le logiciel de simulation Matlab, plus particulièrement son environnement graphique de programmation Matlab Simulink.

En effet, Matlab Simulink permet de représenter graphiquement le système sous forme de blocs contenant des fonctions de transfert, des équations algébriques ou logiques....

### III.12.1. Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire avant le filtrage

Pour évaluer la méthode d'identification du courant de référence précédemment étudiée, nous avons procédé à une simulation de tension du réseau dans conditions idéales ou perturbées.

La simulation du système global (source, charge, *SAPF*) est effectuée sous l'environnement *Matlab/Simulink* en utilisant également la *toolbox* « *Sim Power Systems* ». Lors des simulations, la charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé. Le réseau d'alimentation est modélisé par phase par une f.é.m. sinusoïdale en série avec une inductance  $L_s$  et une résistance  $R_s$  caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau. Le redresseur débite dans une charge  $RL$ . L'inductance  $L_c$  et la résistance  $R_c$  à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en œuvre pour limiter les variations de courant. Le filtre actif parallèle, lequel est composé d'un onduleur de tension à deux niveaux.

<i>Paramètre</i>		<i>Valeur numérique</i>
<b>Réseau électrique</b>	$V_s$	240 V
	Fréquence $f$	50 Hz
	Résistance $R_s$	3.63M $\omega$
	Inductance $L_s$	14.12uh
<b>Charge perturbatrice</b>	Résistance $R_c$	12.87m $\Omega$
	Inductance $L_c$	105.98uh
	Résistance $R_d$	0.79 $\Omega$
	Inductance $L_d$	4.84uh
<b>Filtre actif parallèle</b>	Résistance $R_f$	12.87m $\Omega$
	Inductance $L_f$	450uh
	Tension $E$	800v

Tableau (III.3) . Paramètres de simulation d'un filtre actif à deux niveaux

Dans un premier temps, nous avons modélisé puis simulé le réseau électrique triphasé à trois fils, et sa charge non linéaire, sans connecter le filtre actif. Puisque tous les courants de phase ( $I_{ch1,2,3}$ ) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase1( $I_{ch1}$ ).

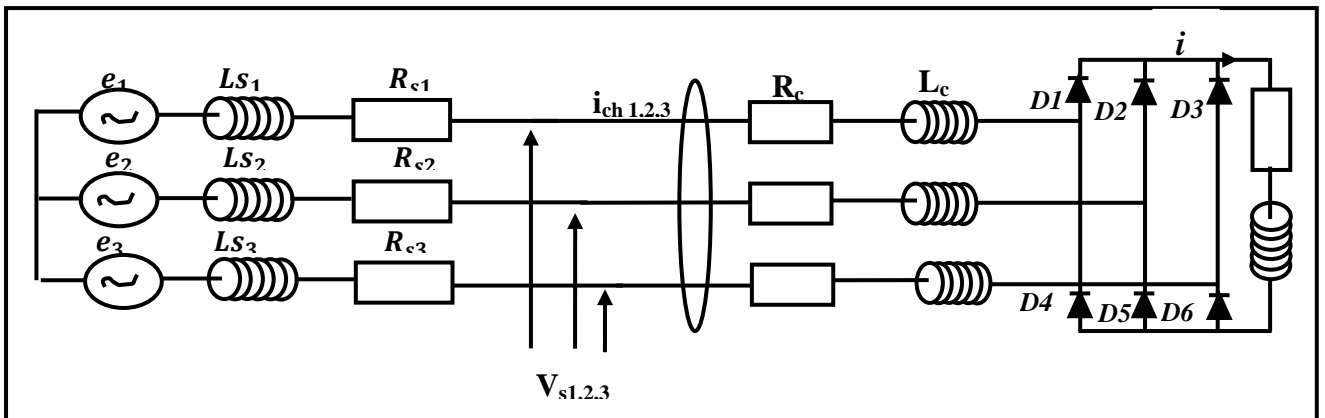


Figure (III.29) Schéma de charge non-linéaire alimentant une charge RL connectée au réseau triphasé

Puisque tous les courants de phase ( $I_{ch1,2,3}$ ) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase1 ( $I_{ch1}$ ) avant le filtrage et son spectre harmonique.

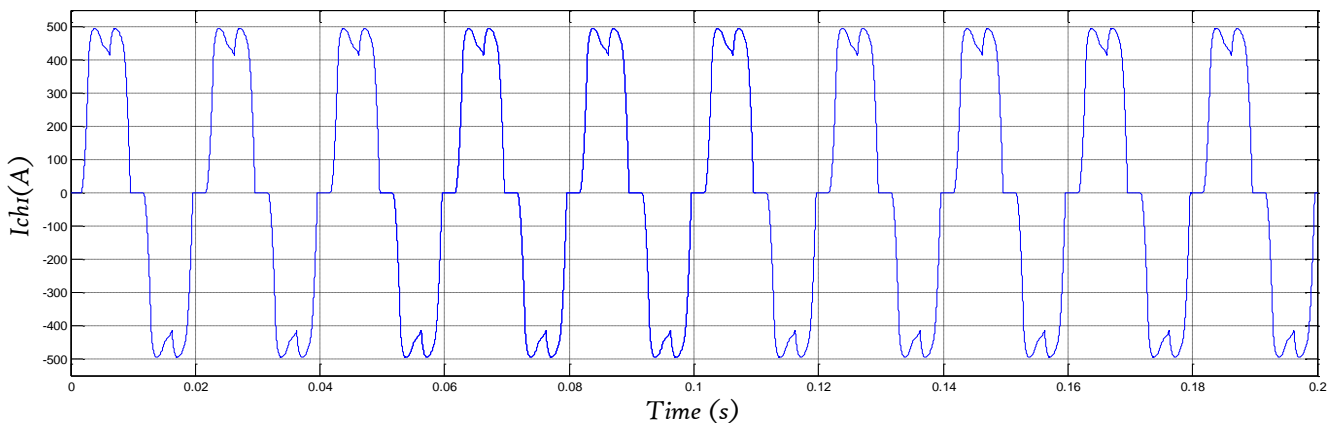


Figure (III.30) Le courant de ligne généré par la charge non linéaire

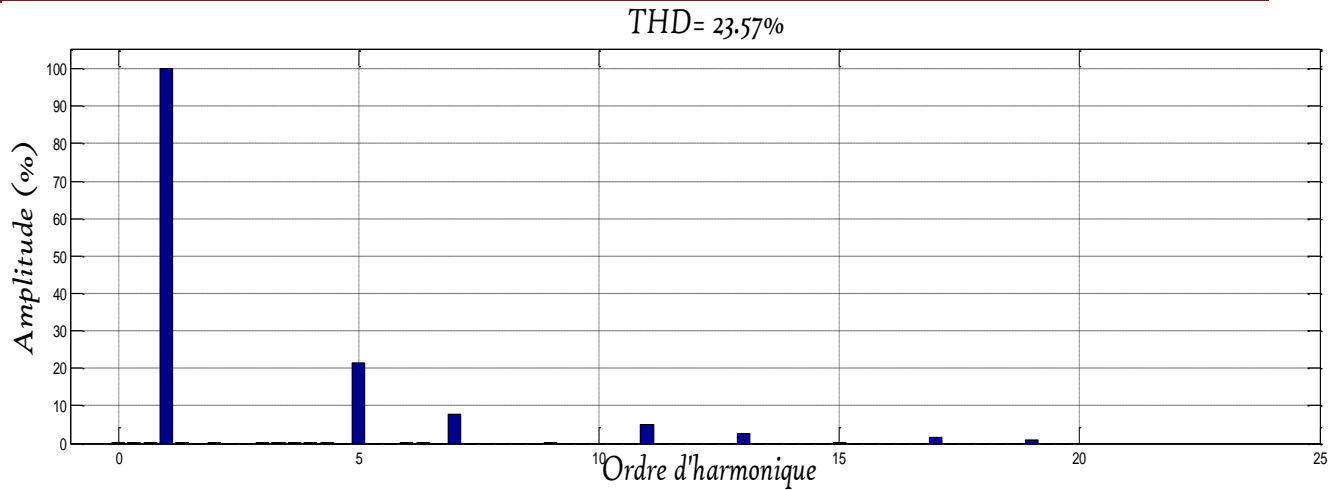


Figure (III.31) Spectre harmonique du courant de ligne généré par la charge non linéaire

Le THD en courant pour cette charge est de 23,57 %.

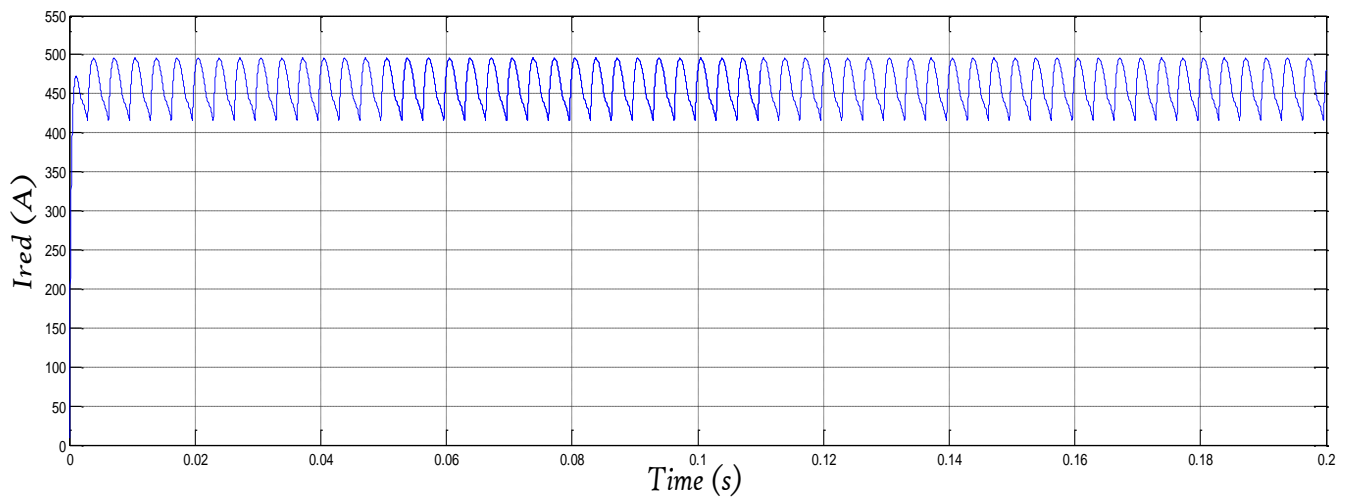


Figure (III.32) Le Courant à la sortie des redresseurs

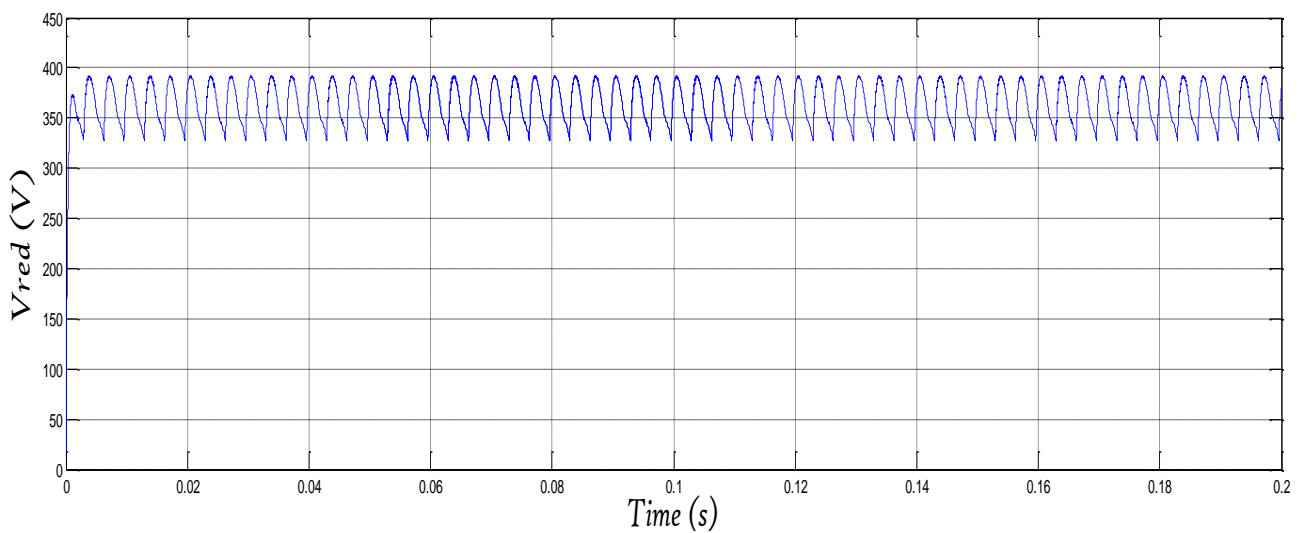


Figure (III.33) La tension à la sortie des redresseurs

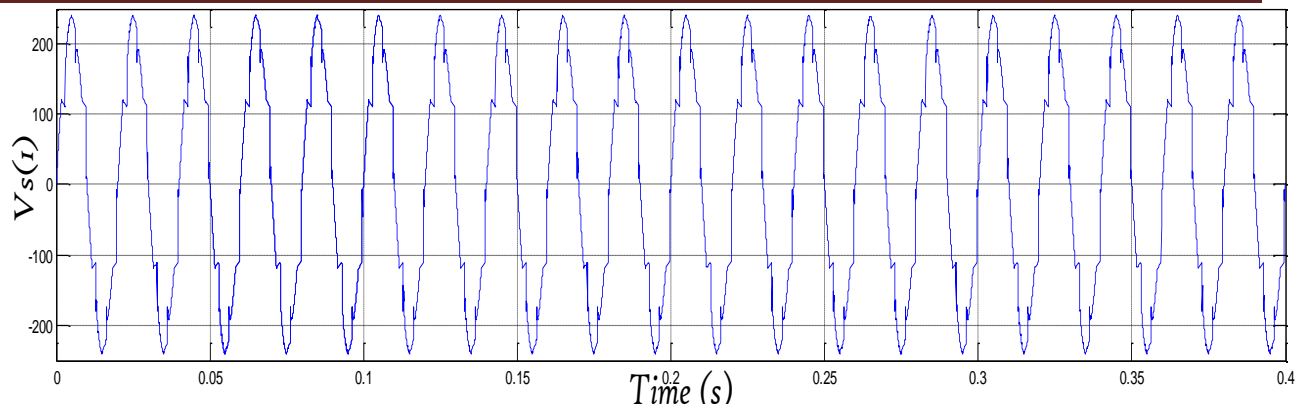


Figure (III.34) La tension au point de connexion du redresseur

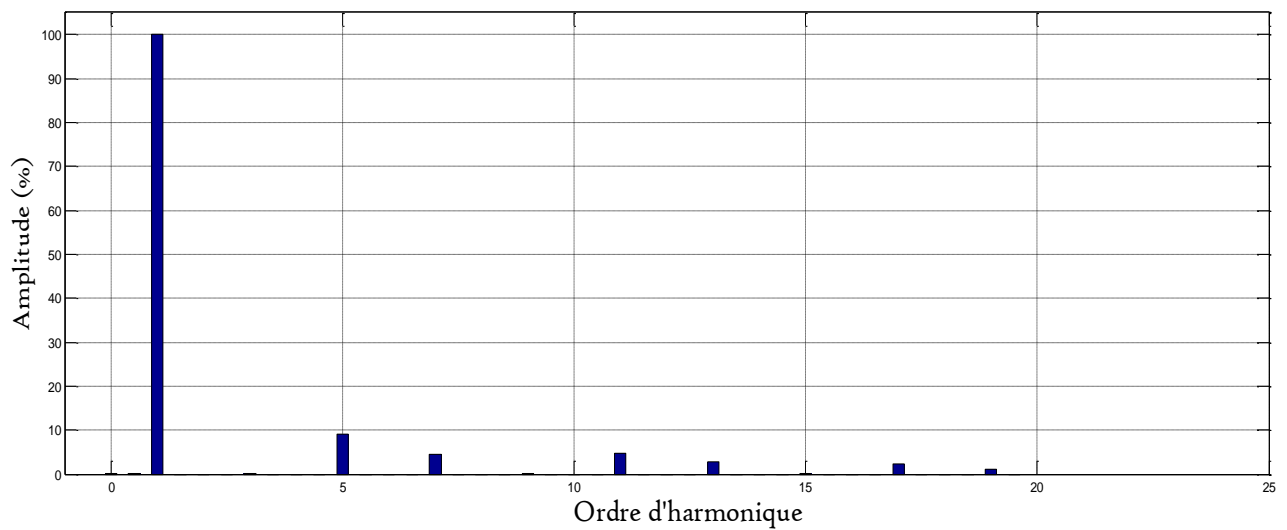
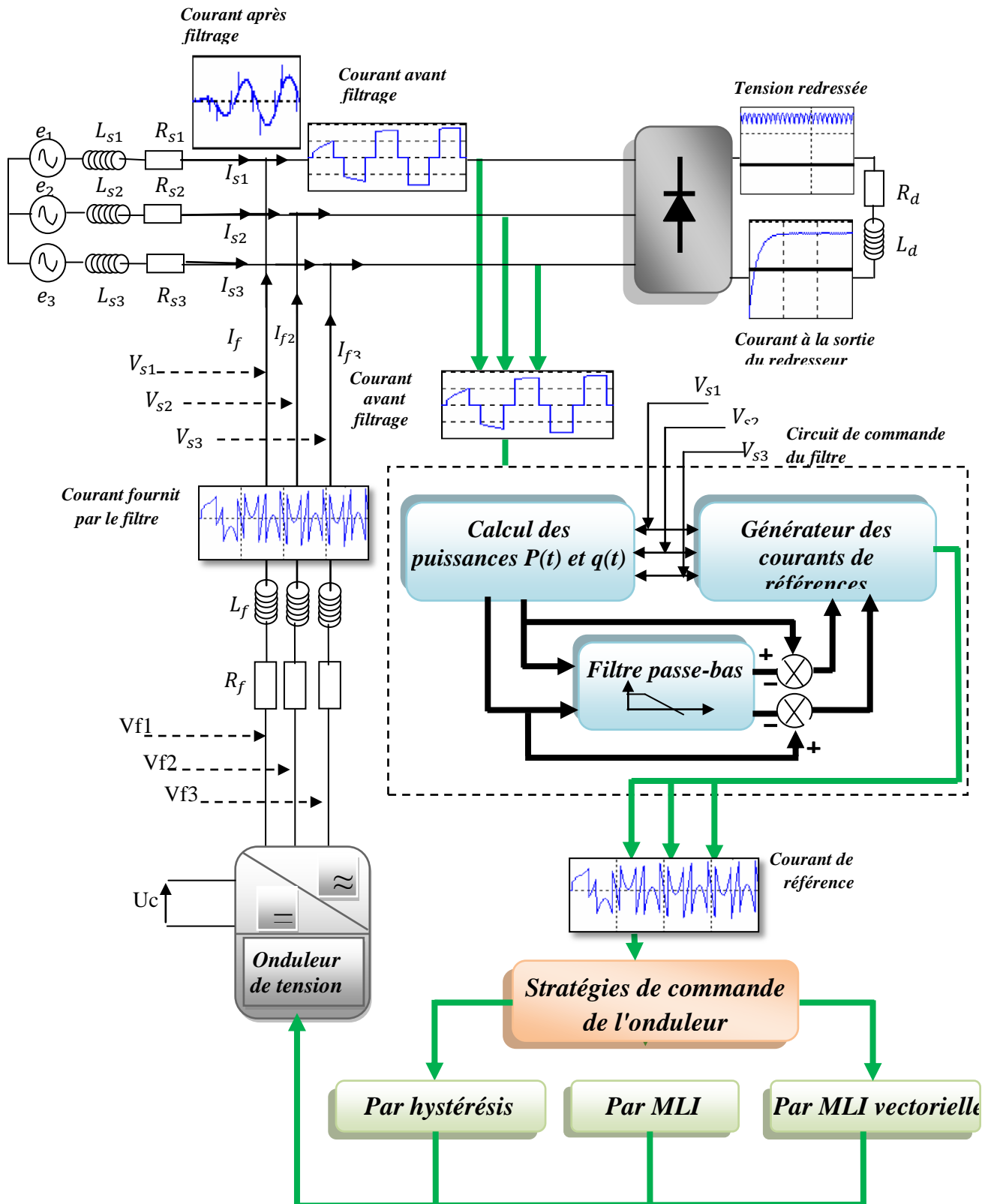


Figure (III.35) Spectre harmonique du tensions au point de connexion

### III.12.2. Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire après le filtrage

#### III.12.2.1. Résultats de simulation par méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

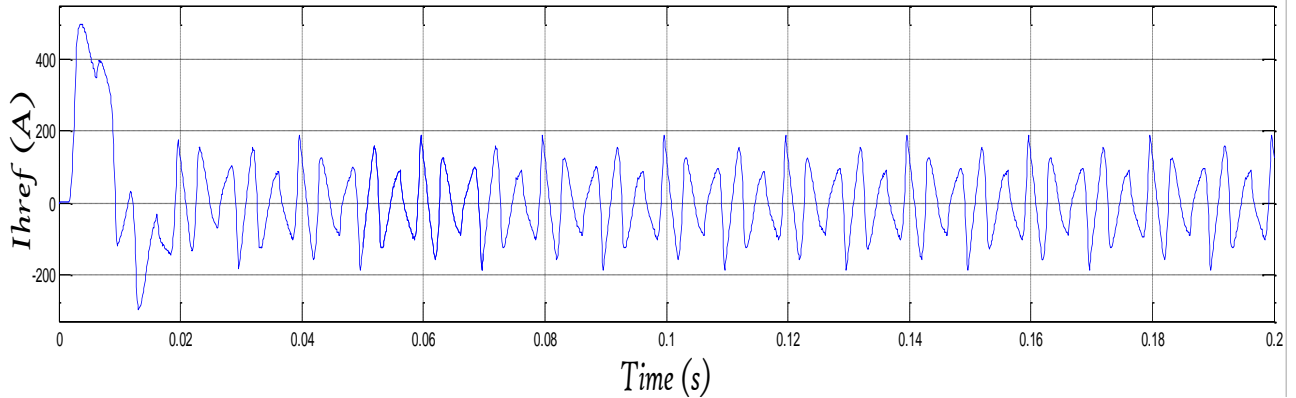
La figure suivante représente l'association du système réseau - charge non linéaire - onduleur



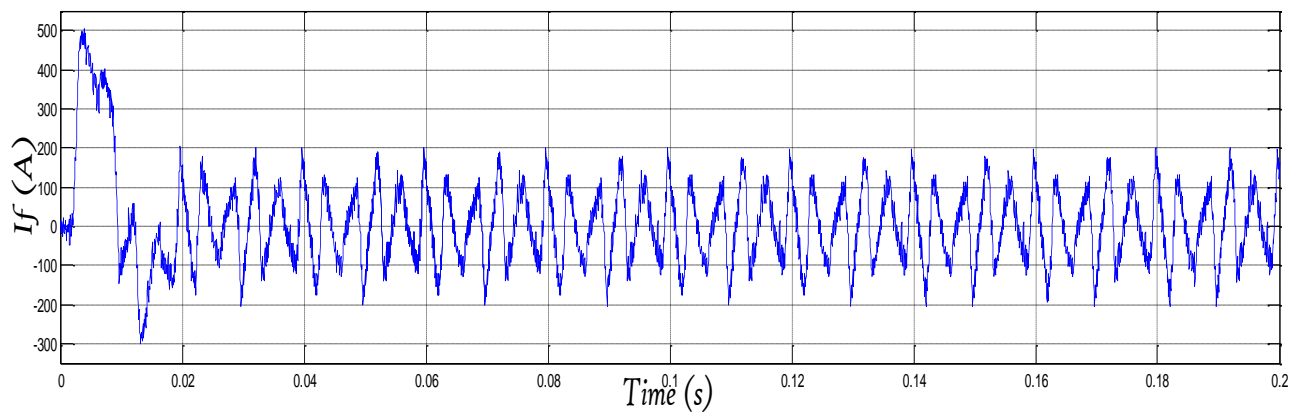
Figure(III.36) Association réseau - charge non linéaire - onduleur

**a) Commande par hystérésis**

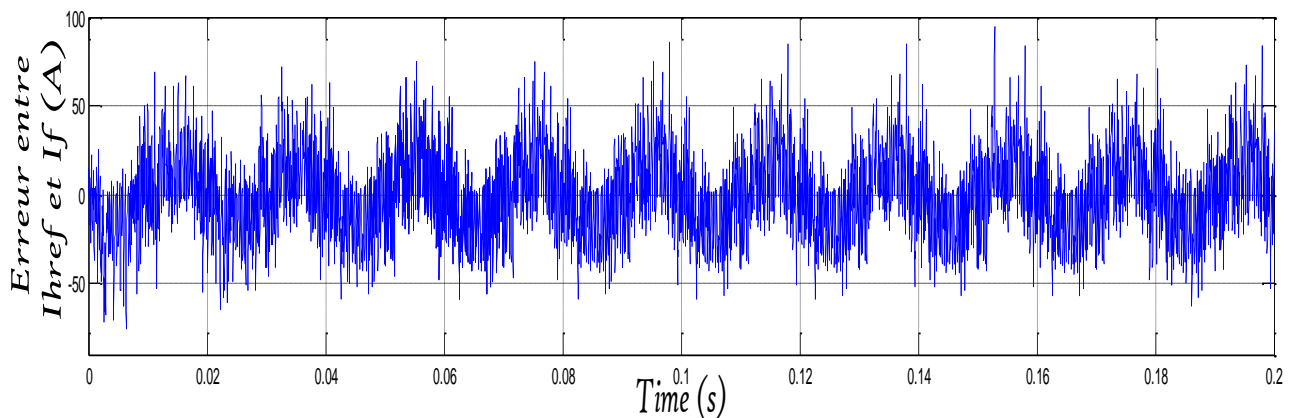
Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées ( $p-q$ ) pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement:



**Figure (III.37) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )**



**Figure (III.38) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )**



**Figure (III.39) l'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre**

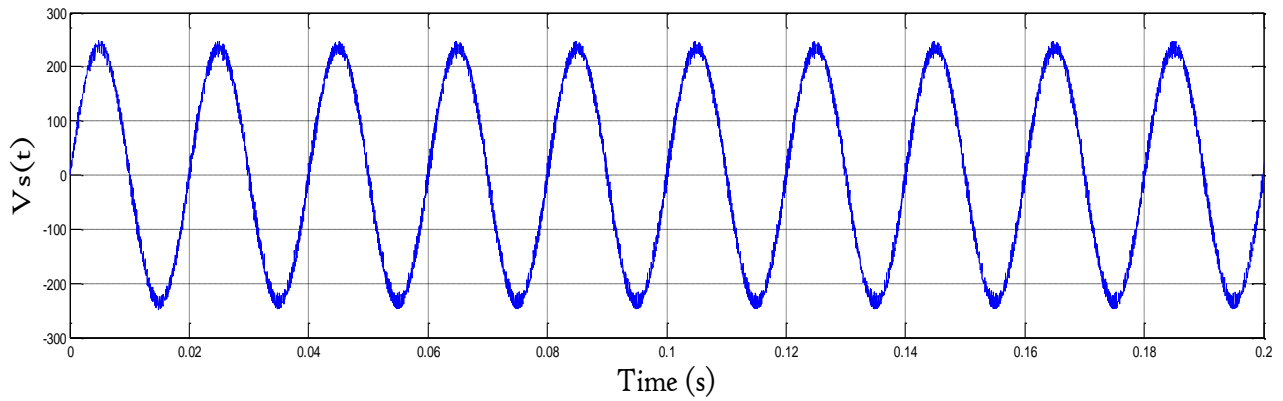


Figure (III.40) La tension au point de connexion du redresseur

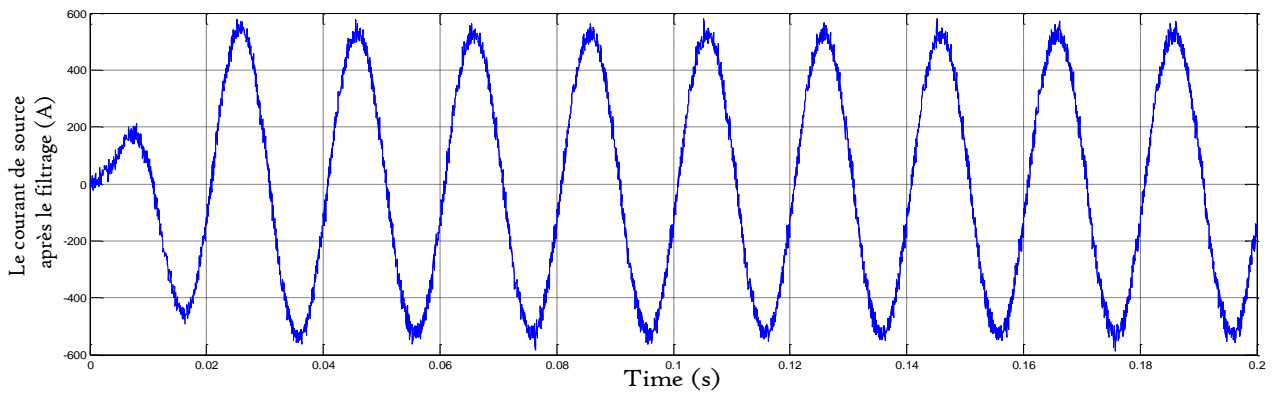


Figure (III.41) le courant de source après filtrage

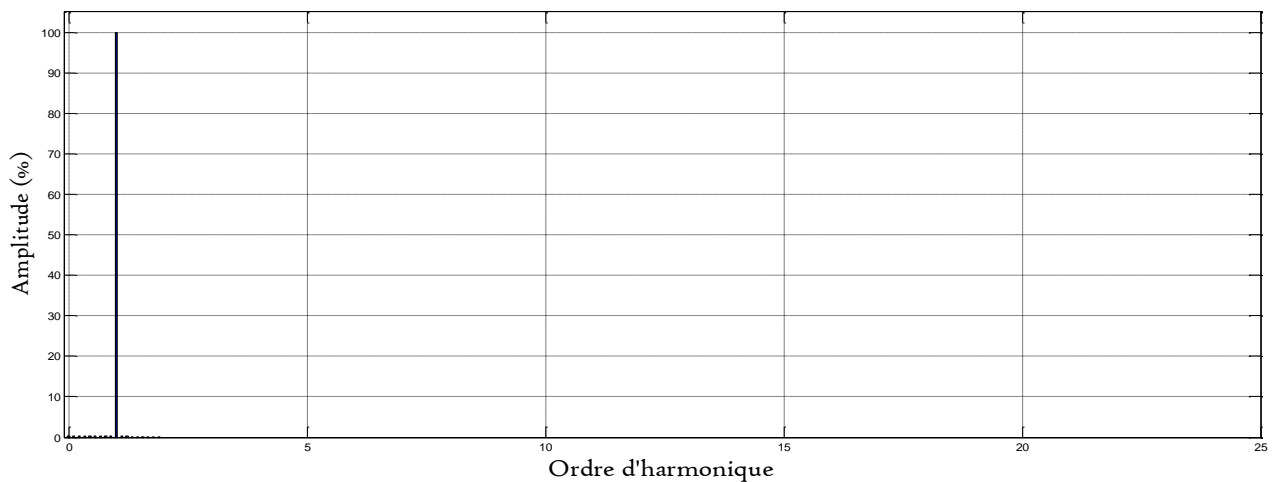


Figure (III.42) Le spectre d' harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées et par la commande hystérésis ont montrent :

➤ Ont détectées le courant perturbateurs.

Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 6,45% .

➤ Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage

➤ L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

**b) Commande par MLI**

Les figures suivante représente les résultats de simulation obtenus par la méthode  $p-q$  pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement:

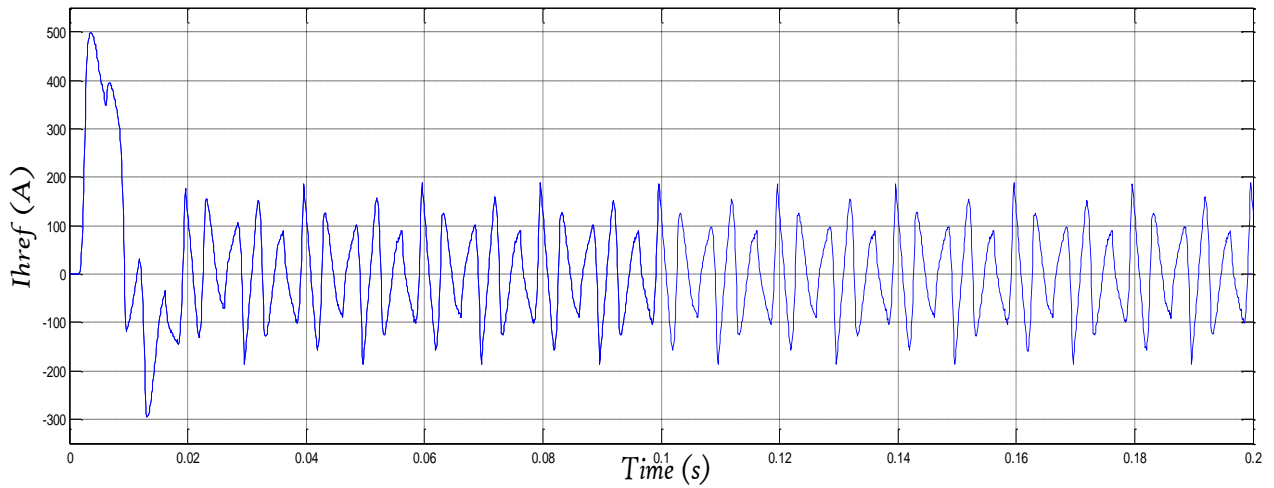


Figure (III.43) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

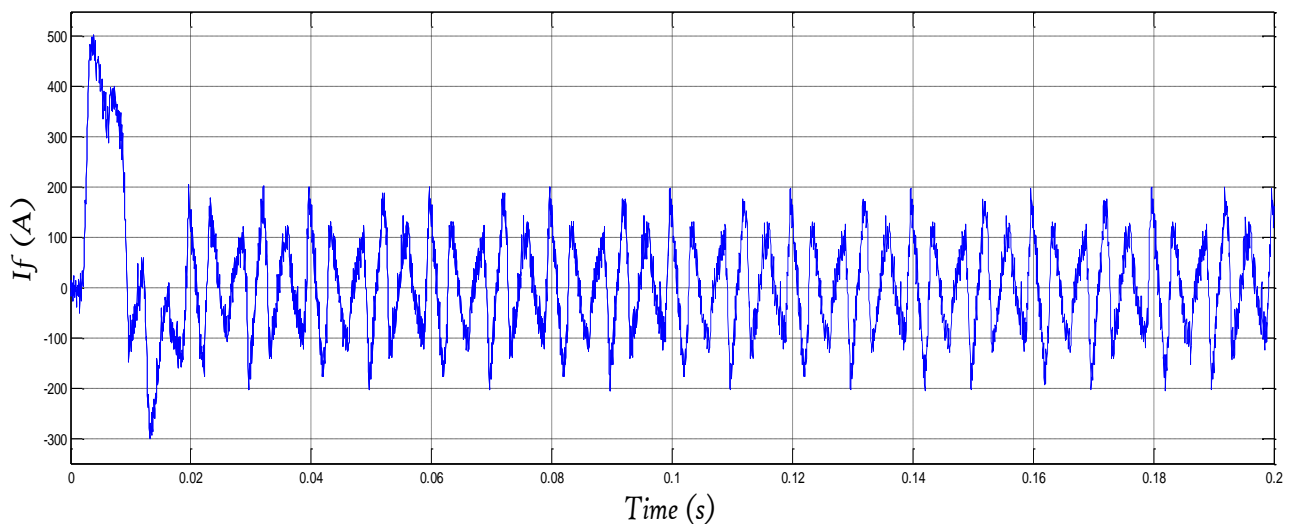


Figure (III.44) Le courant injecter par filtre  $I_f$

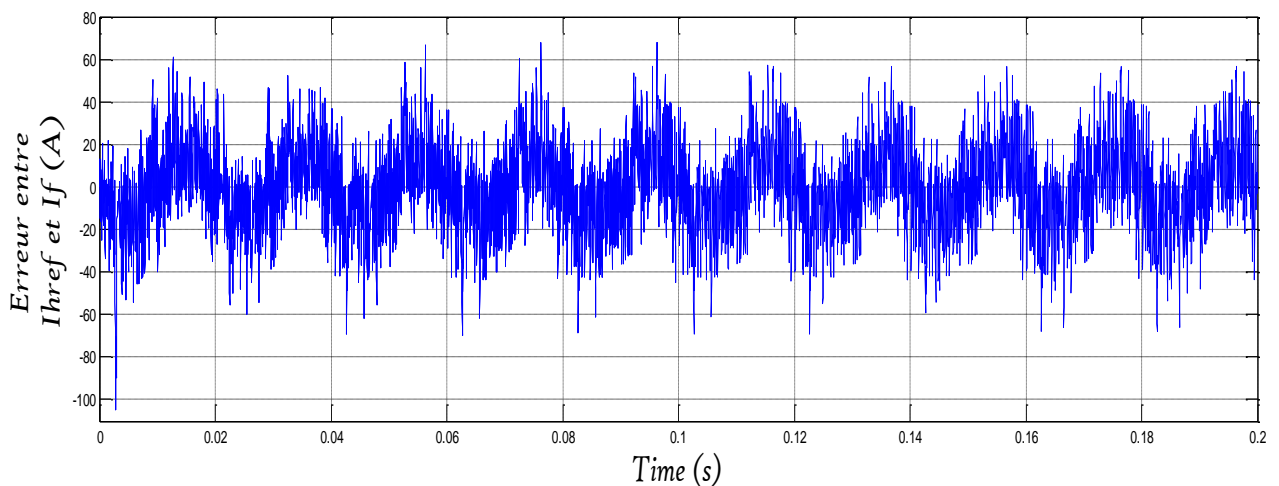


Figure (III.45) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

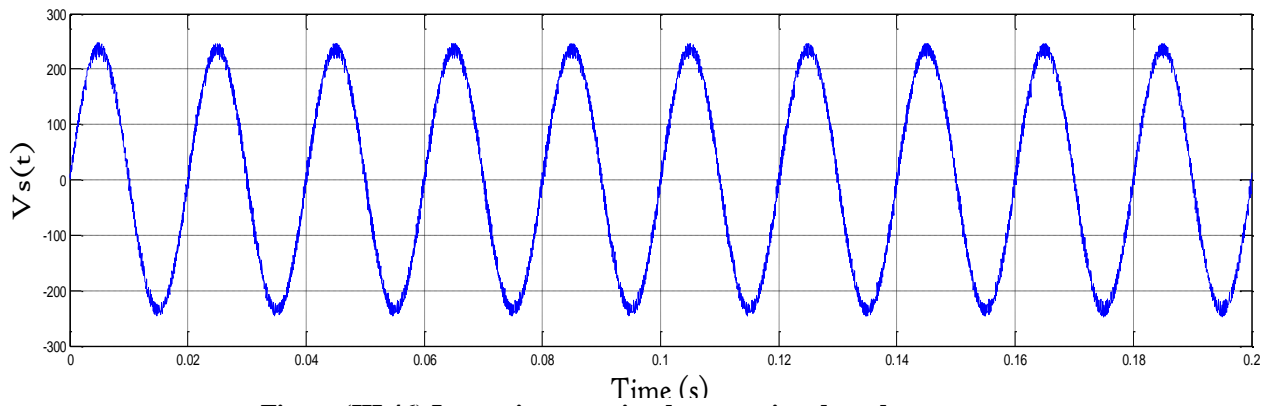


Figure (III.46) La tension au point de connexion du redresseur

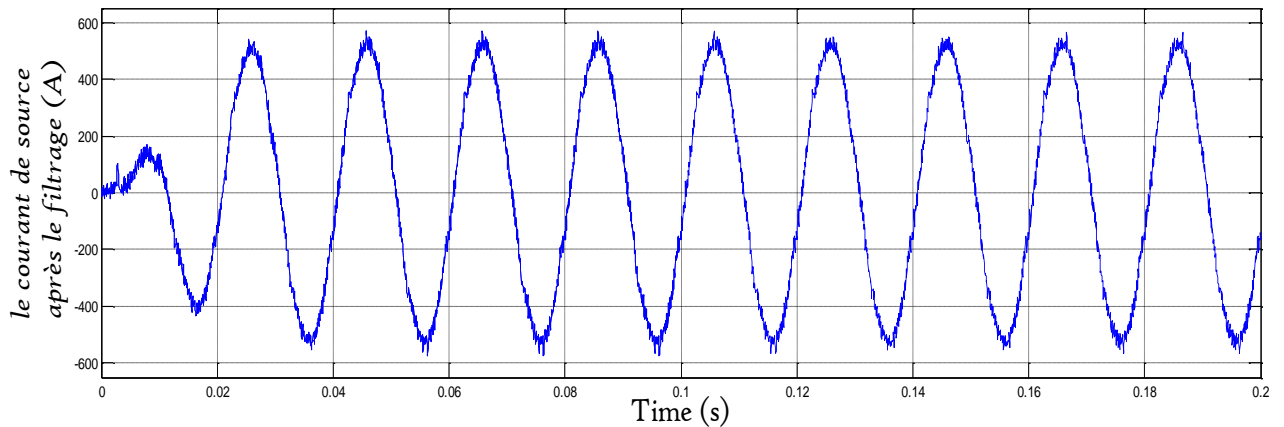


Figure (III.47) Le courant de source après filtrage

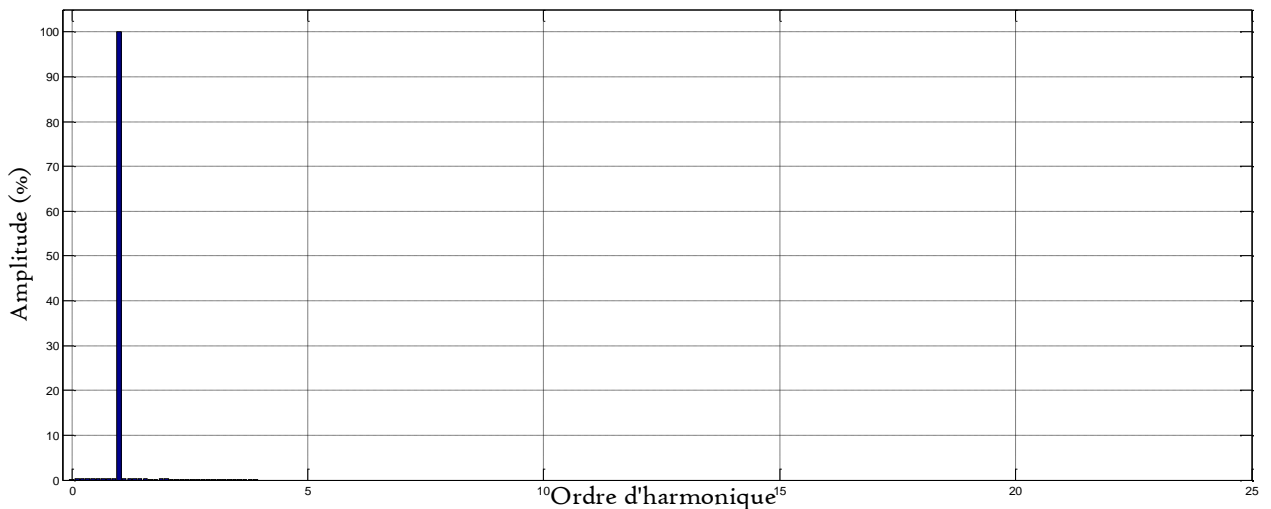


Figure (III.48) Le spectre d'harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les même conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées et par la commande MLI ont montrent :

➤ Ont détectées le courant perturbateurs.

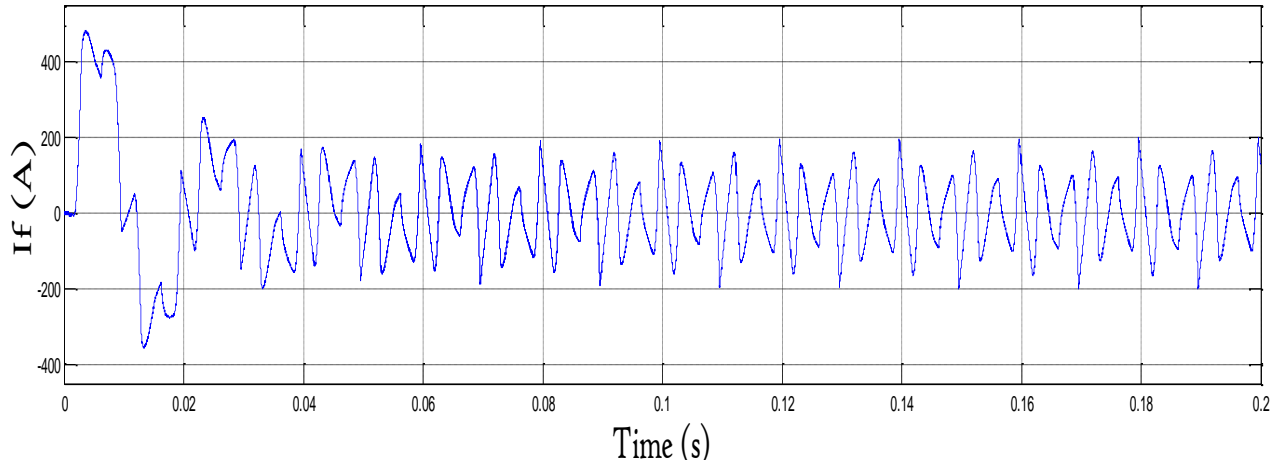
Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 5,76% .

➤ Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage

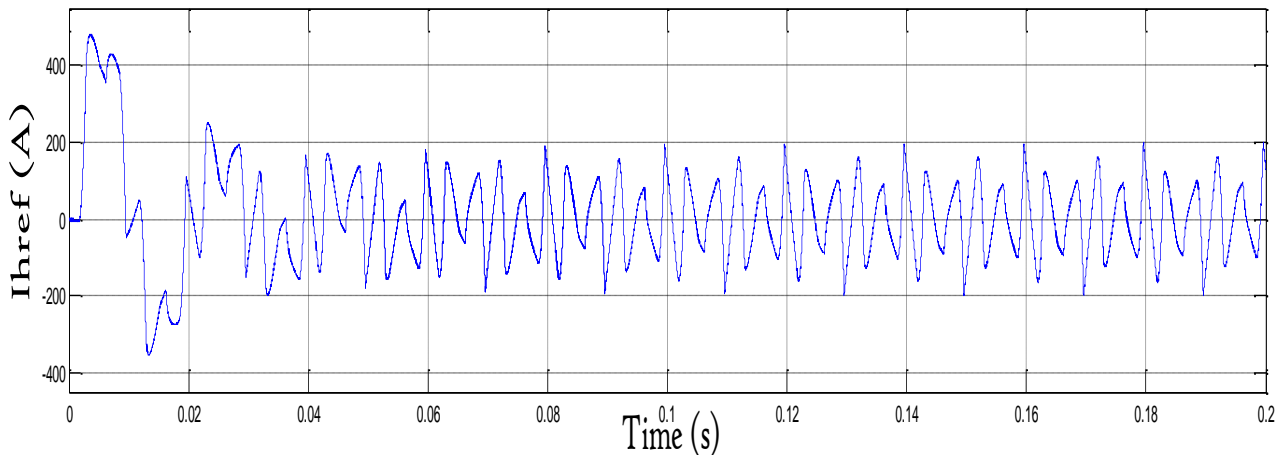
➤ L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

**c) Commande par MLI vectorielle**

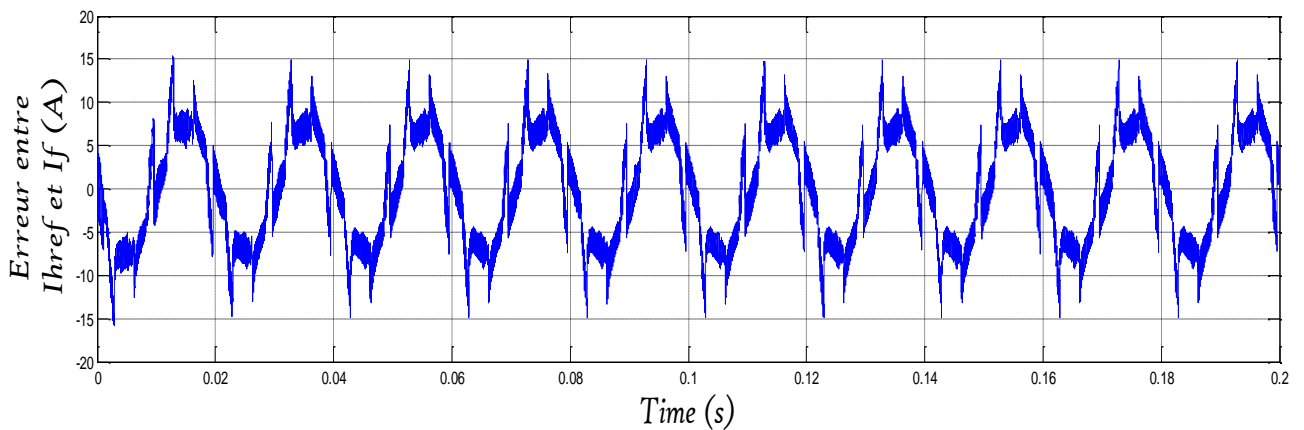
Les figure suivante représente les résultats de simulation obtenus par la méthode  $p-q$  pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement:



**Figure (III.49) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )**



**Figure (III.50) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )**



**Figure (III.51) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre**

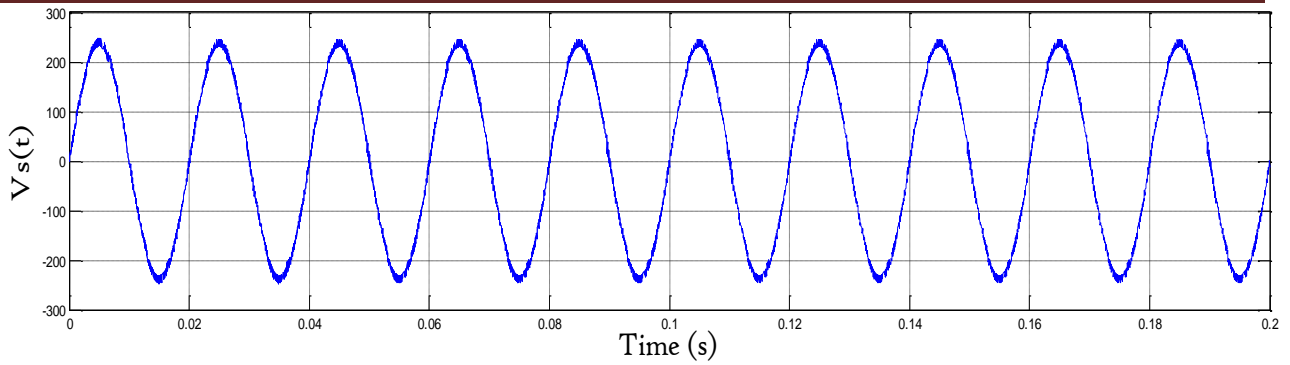


Figure (III.52) La tension au point de connexion du redresseur

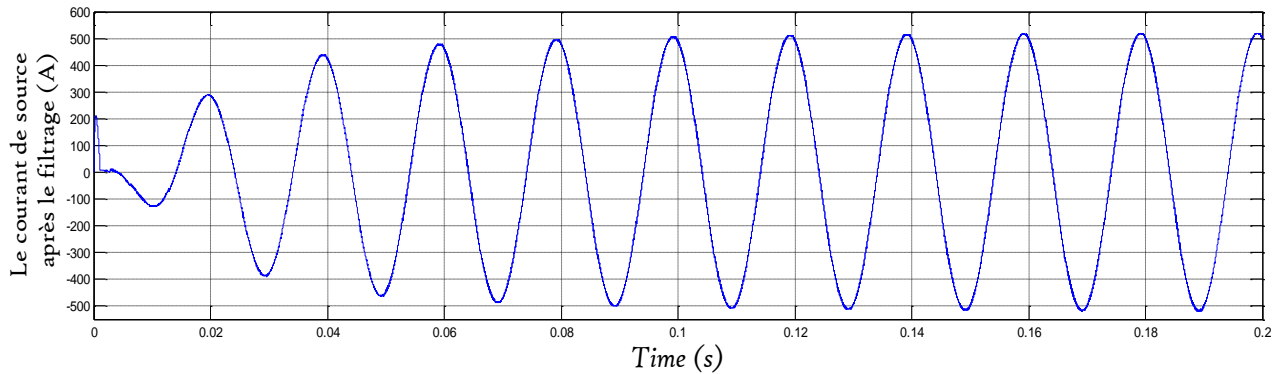


Figure (III.53) Le courant de source après filtrage

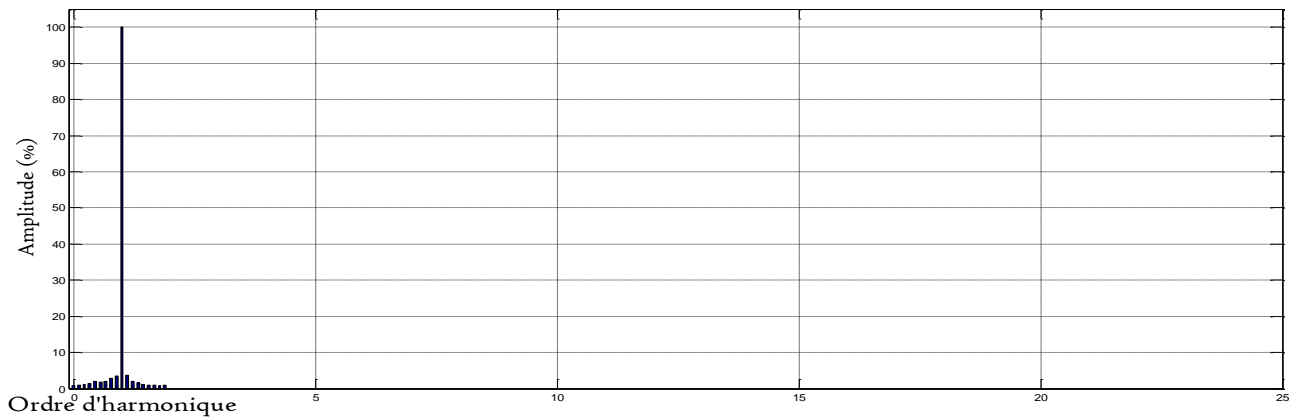


Figure (III.54) Le spectre d'harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les même conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées et par la commande MLI Vectorielle ont montrent :

➤ Ont détectées le courant perturbateurs.

Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 5,40% .

➤ Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage

➤ L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

**III.12.2.1. Résultats de simulation par méthode dite du référentiel lié au synchronisme**

**a) Commande par hystérésis**

Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode SRF pour des tensions de source équilibrées.

Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :

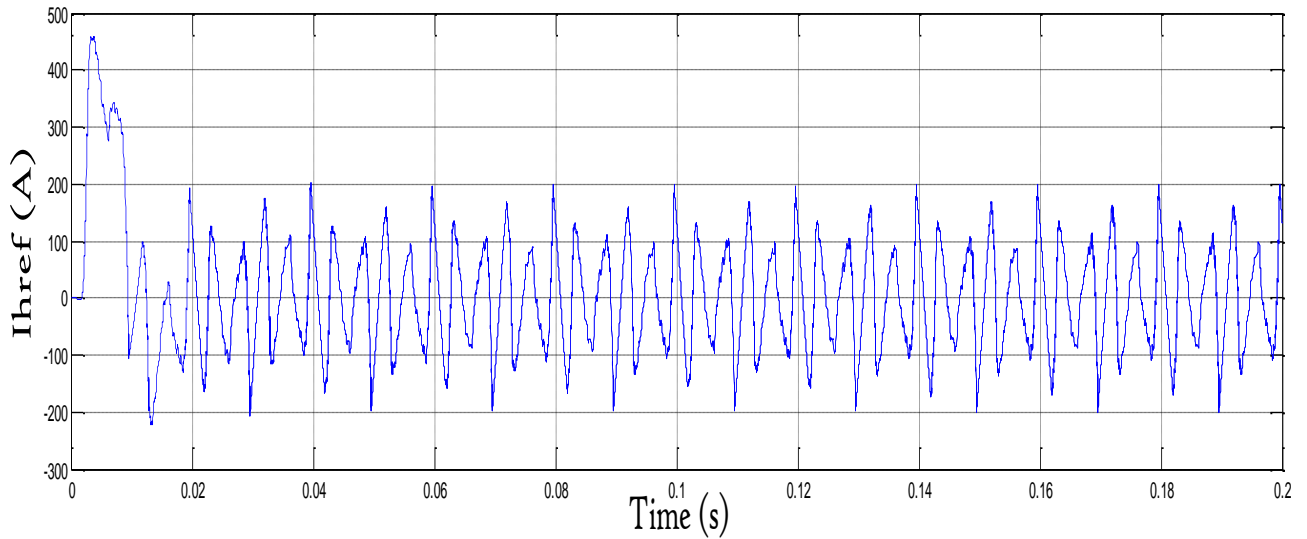


Figure (III.55) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

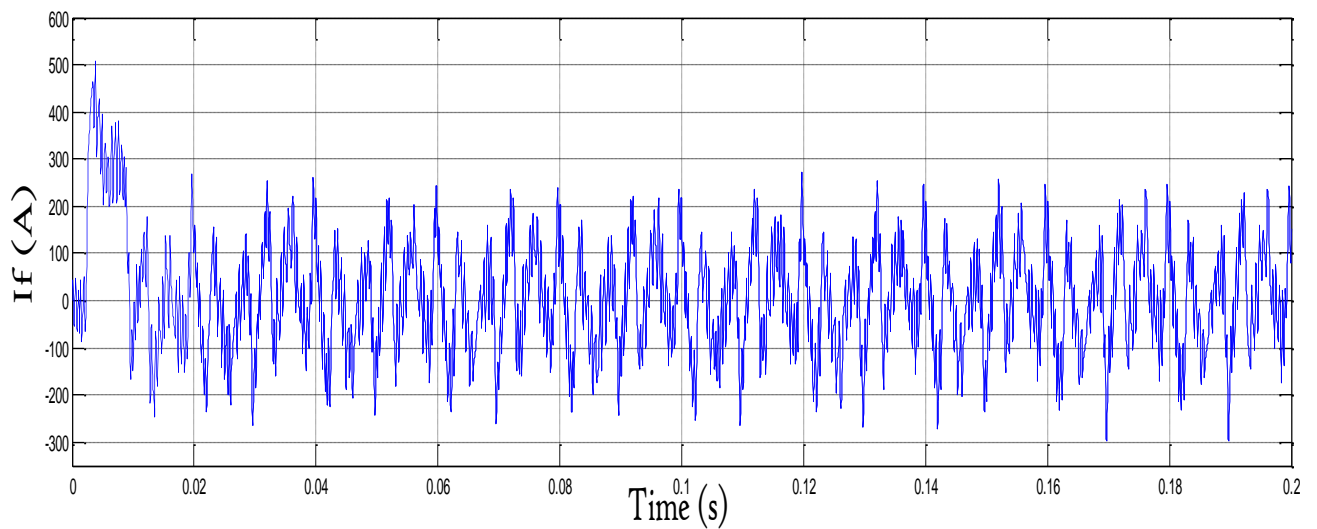


Figure (III.56) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

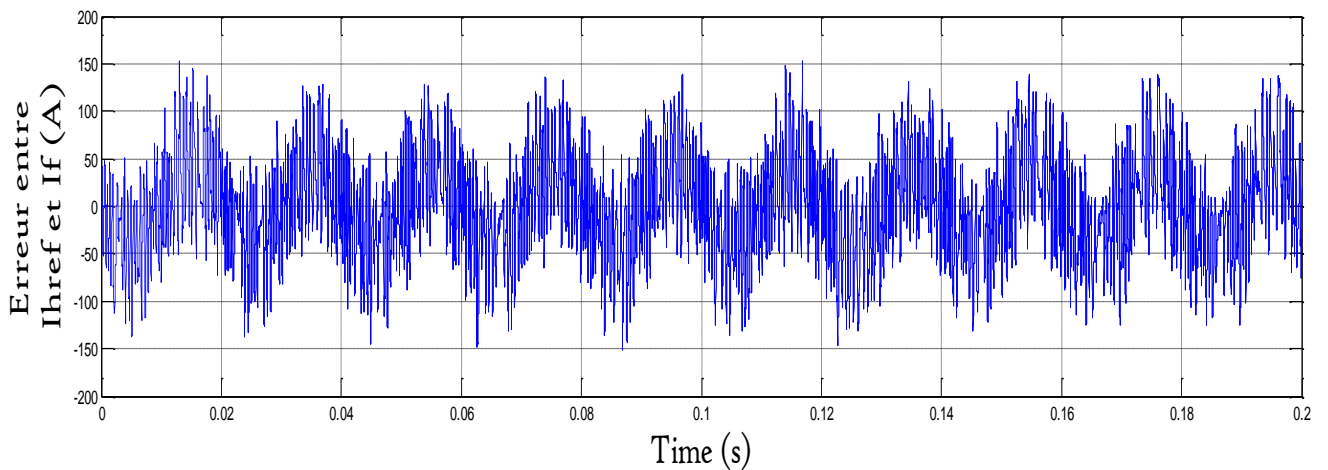


Figure (III.57) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

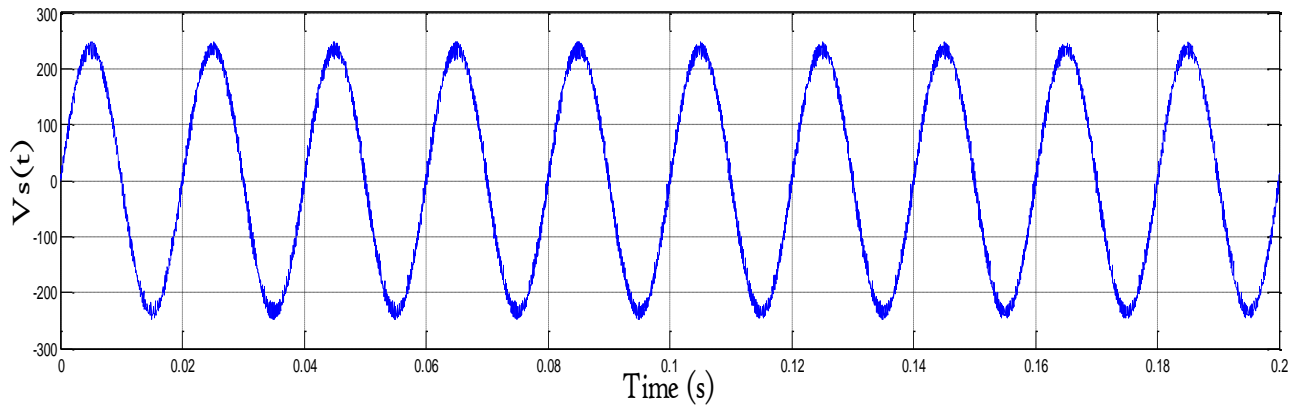


Figure (III.58) La tension au point de connexion du redresseur

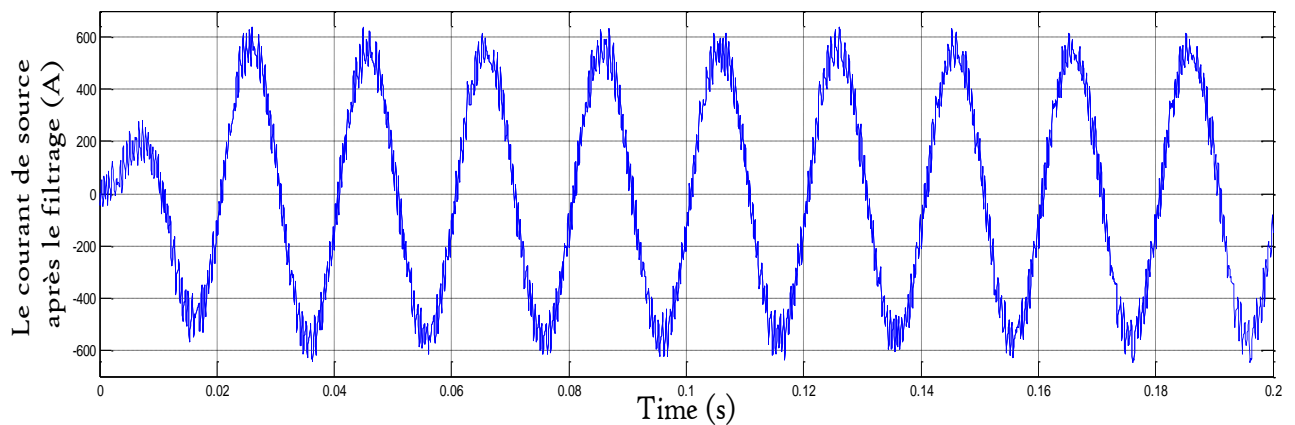


Figure (III.59) Le courant de source après filtrage.

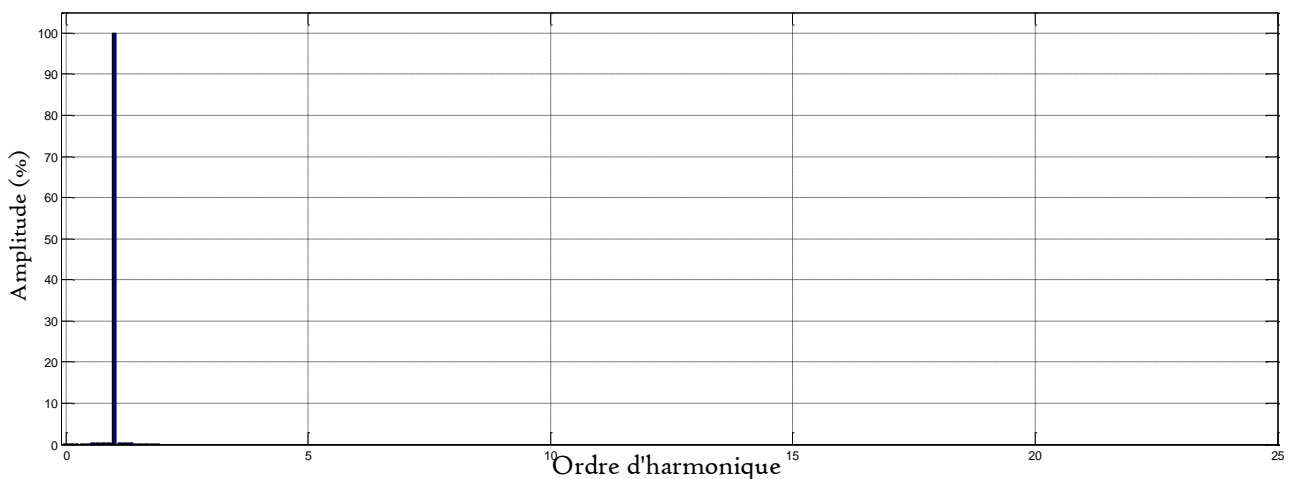


Figure (III.60) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des composantes référentiel lié au synchronisme, et par la commande hystérésis ont montrent :

➤ Ont détectées le courant perturbateurs.

Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 6,03% .

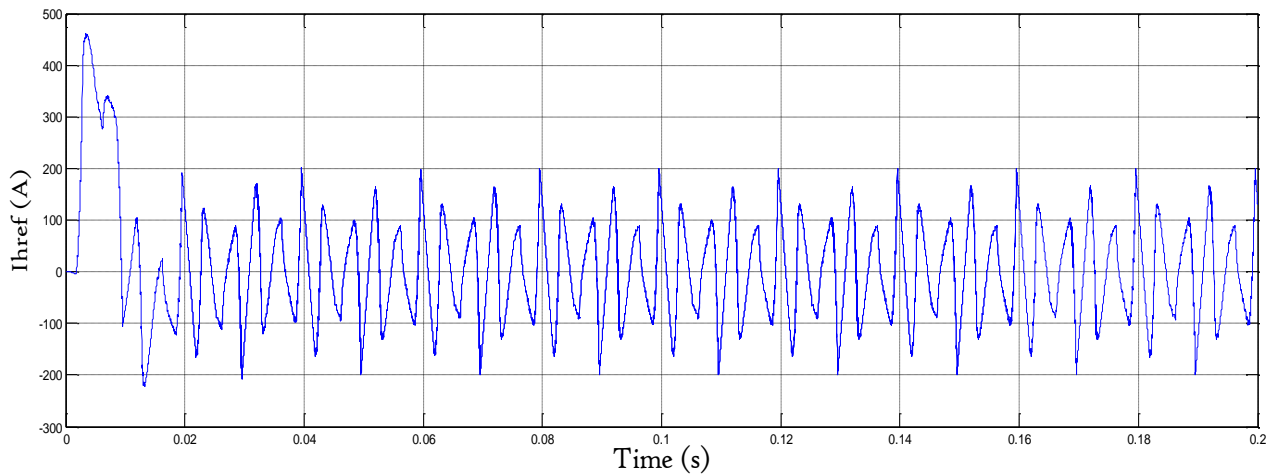
➤ Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage

➤ L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

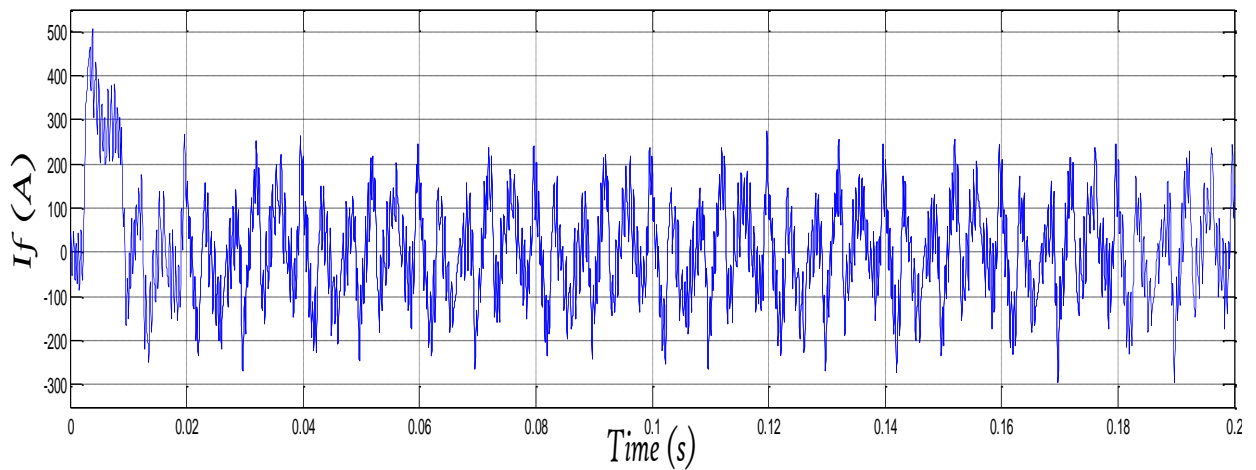
**b) Commande par MLI**

Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode SRF pour des tensions de source équilibrées.

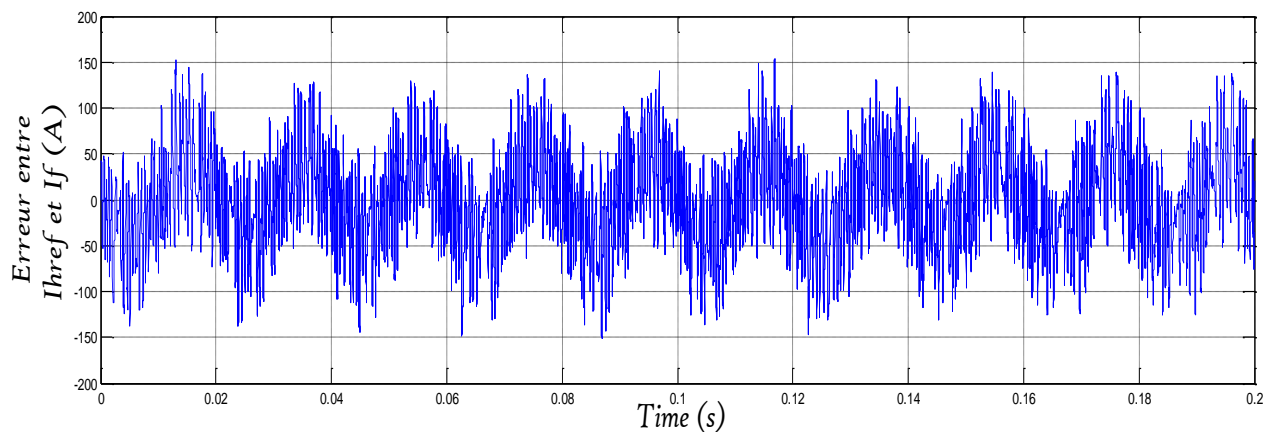
Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :



**Figure (III.61) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )**



**Figure (IV.62) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )**



**Figure (III.63) L' erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre**

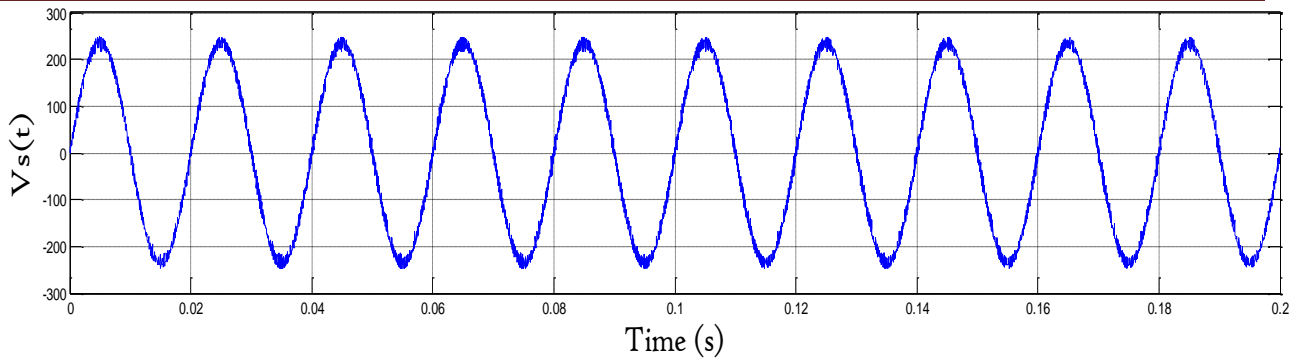


Figure (III.64) La tension au point de connexion du redresseur

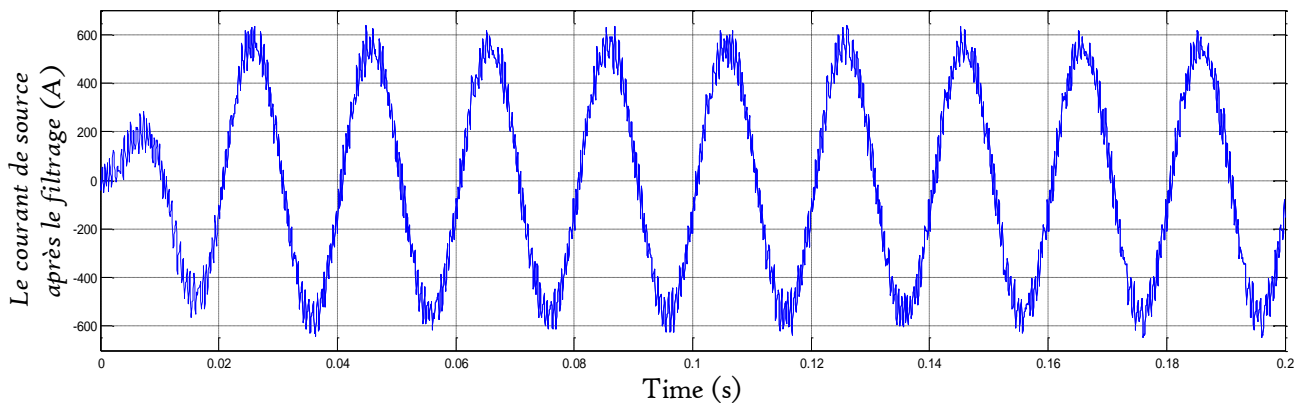


Figure (III.65) Le courant de source après filtrage

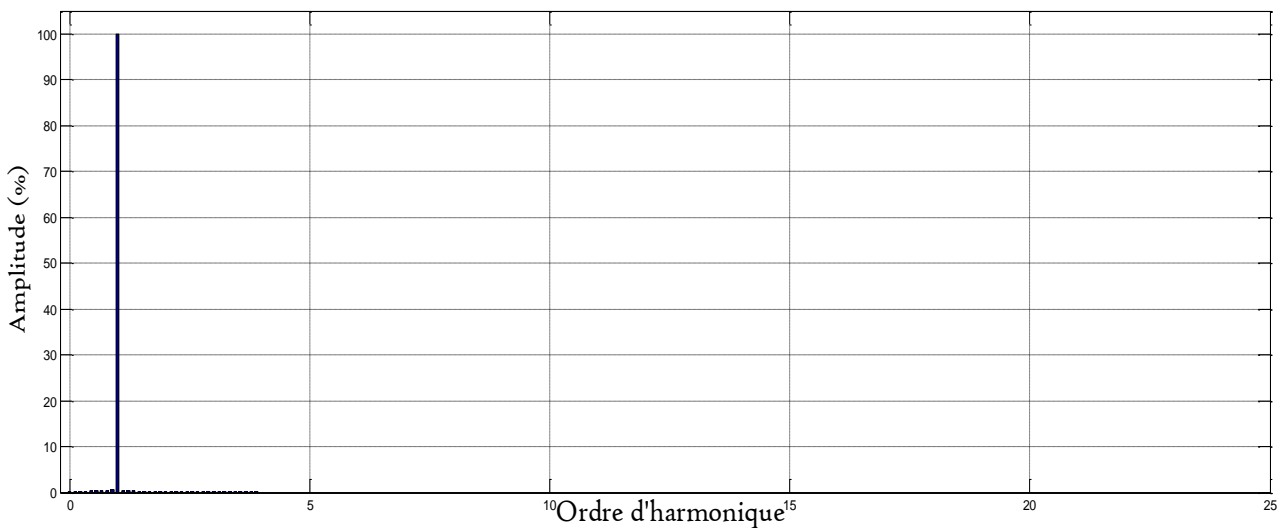


Figure (III.66) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des composantes référentiel lié au synchronisme, et par la commande MLI ont montré :

➤ Ont détectées le courant perturbateurs.

Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 5,69% .

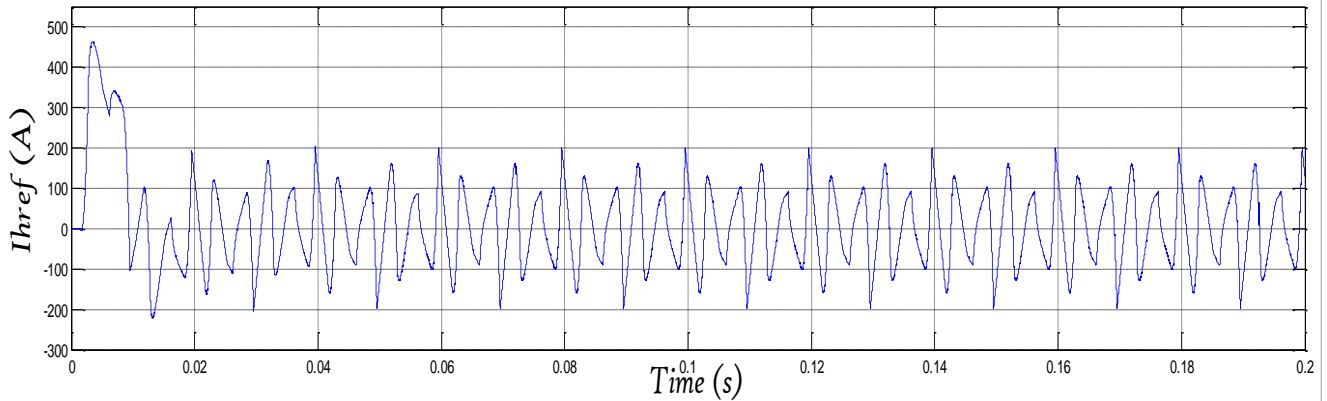
➤ Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage

➤ L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

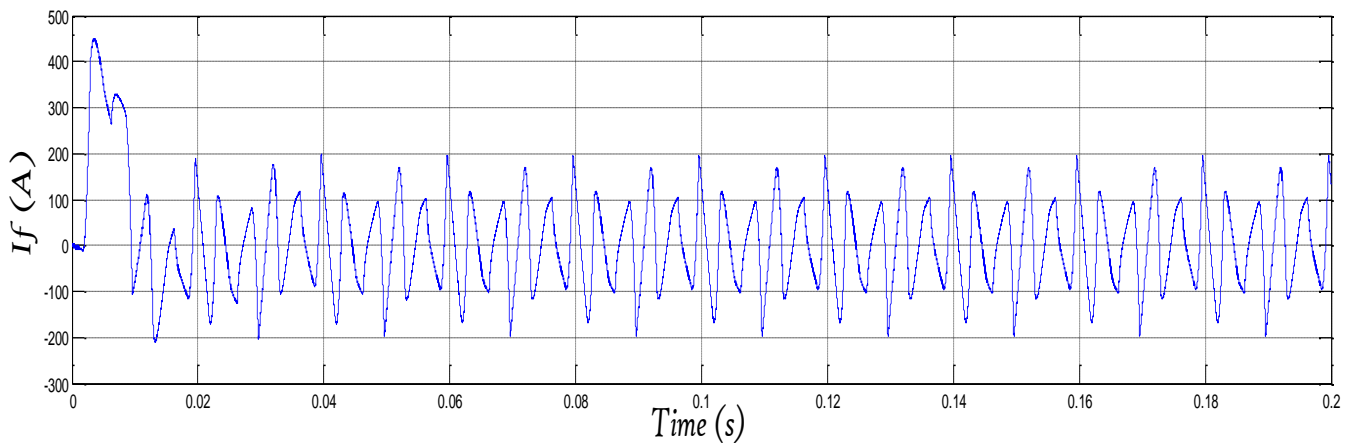
**c) Commande par MLI Vectorielle**

Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode SRF pour des tensions de source équilibrées.

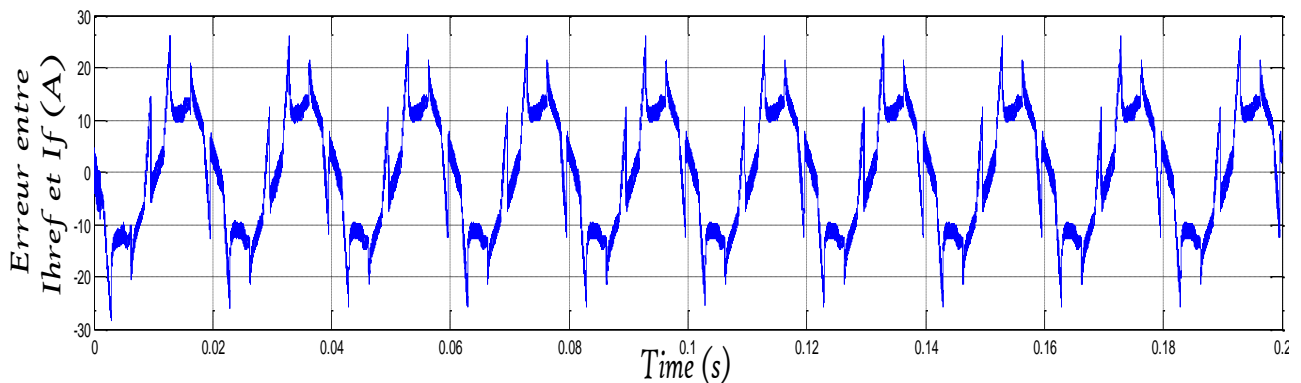
Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :



**Figure (III.67) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )**



**Figure (III.68) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )**



**Figure (III.68) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre**

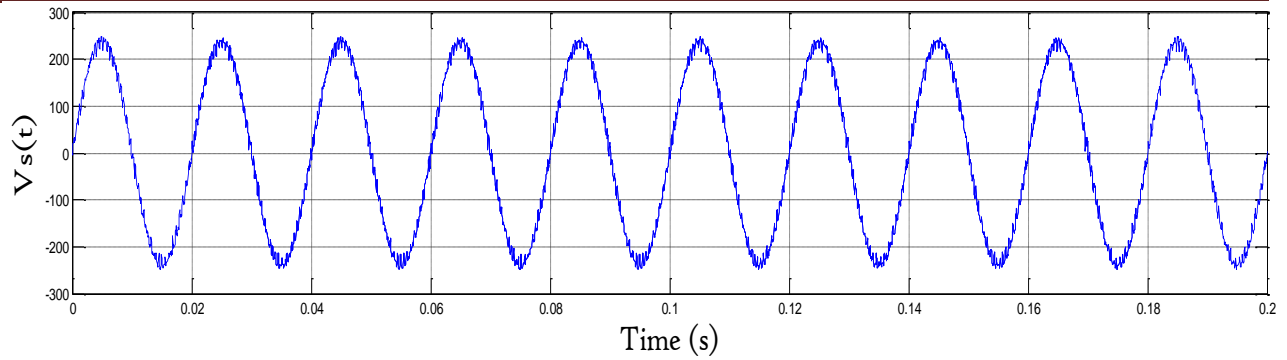


Figure (III.69) La tension au point de connexion du redresseur

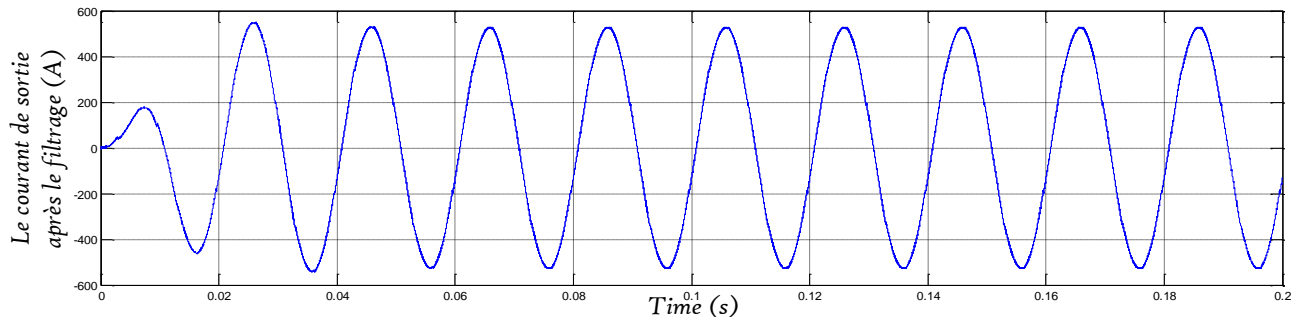


Figure (III.70) Le courant de source après filtrage

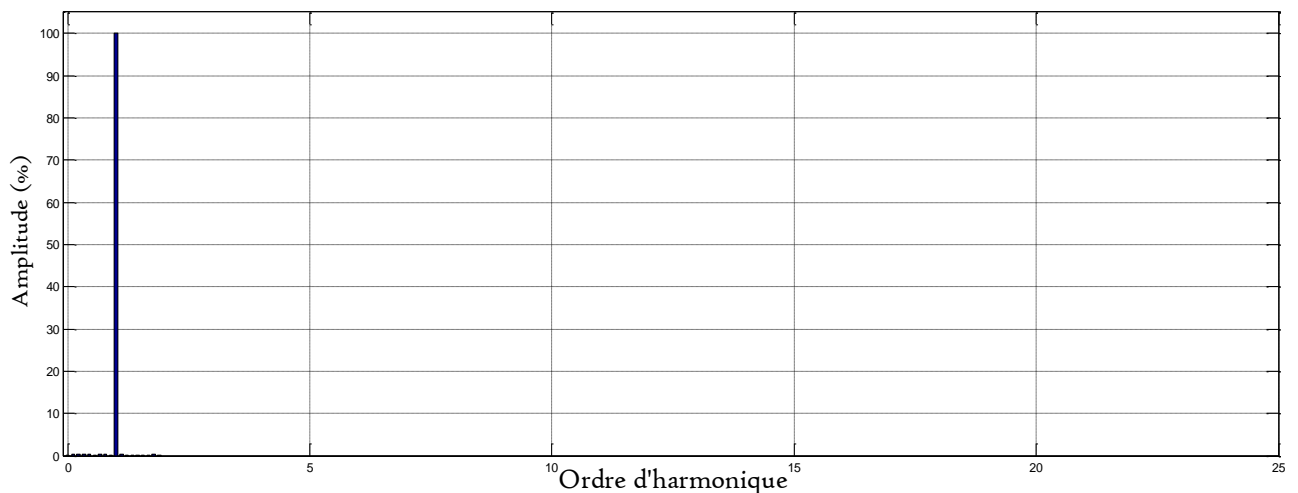


Figure (III.71) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les même conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des composantes référentiel lié au synchronisme, et par la commande MLI Vectorielle ont montrent :

➤ Ont détectées le courant perturbateurs.

Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 5,60% .

➤ Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage

➤ L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

### III.13. Interprétation des résultats de simulation

Le tableau ci-dessous présente la synthèse des résultats des différentes simulations obtenus pour la stratégie de commande directe appliquées aux topologies de filtre actif de puissance a onduleur à deux niveaux.

	<b>Commande par hystérésis</b>	<b>Commande par MLI</b>	<b>Commande par MLI Vectorielle</b>
<b>Commande directe p-q</b>	6.45%	5.76%	5.40%
<b>Commande directe SRF</b>	6.03%	5.69%	5.60%

**Tableau (III.4) Les résultats des différentes simulations d'un filtre actif à deux niveaux**

D'après les résultats obtenus par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant les deux méthodes proposées: La méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées et méthode des composantes référentiel lié au synchronisme, et ont montrent:

- ont détectées les courant perturbateurs.
- le  $THD_i$  après compensation a bien réduit par rapport le  $THD_i$  avant le filtrage.
- L'amélioration de la forme des tension au point de connexion du charge polluante après filtrage.
- L'amélioration de la forme des courants de source après filtrage.
- Une amélioration de la qualité des courants de source pour la stratégie de commande par MLI vectorielle par rapport à la commande MLI et à la commande hystérésis.

Les résultats obtenus avec les trois commandes montrent que la mise en œuvre du filtre actif permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant de source, ce qui se traduit par la diminution du THD après filtrage

Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57 %, après compensation il s'est réduit à 5.40% par la commande MLI vectorielle.

- ✓ On remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du THD

### **III.14. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié présenté en détail le fonctionnement du filtre actif parallèle à deux niveaux ( sa structure, leur principe et les différentes configurations possibles d'un bras de l'onduleur du filtre ) comme une solution moderne pour améliorer la qualité de l'énergie électrique. Ensuite, nous avons étudié les méthodes d'identification des courants harmoniques: La méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (P q) et méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF).

Puis ,Nous avons dévoilé le schéma global de l'association réseau-Onduleur- Charge avant et après compensation, ainsi que les résultats de simulation et les interprétations obtenues avec les différentes stratégies de commande de l'onduleur à savoir la commande à hystérésis, la commande à MLI et la commande à MLI vectorielle, et on constaté d'après les valeurs de THD que la commande MLI Vectorielle est mieux que les deux autre commande.



## IV. Etude de la structure et des stratégies de commande des filtres actif parallèle à trois niveaux

### IV.1. Introduction

Les études faites dans le domaine du filtrage actif et la compensation de l'énergie réactive sur les onduleurs multiniveaux à structure NPC ont montrées que l'onduleur multiniveau offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie avec un taux d'harmoniques réduit (donc Amélioration de la qualité d'énergie électrique ), Ces améliorations ont pour objectif à éliminer certains rangs d'harmoniques.

Dans ce chapitre, nous étudierons deux topologies de filtre actif parallèle triphasé pour la compensation des harmoniques générés par les charges non linéaires. Nous présenterons le filtre actif parallèle à trois niveaux NPC et le filtre actif parallèle à cinq niveaux NPC.

A chaque topologie, On présentera la structure, le principe de fonctionnement et les différents configurations d'un bras de l'onduleur .

Enfin, on va l'appliquer pour compenser les courants harmoniques.

### IV.2. Structure de SAPF à trois niveaux

La deuxième topologie de filtre actif de puissance parallèle est à trois niveaux avec condensateurs à point milieu. Son schéma de principe est illustré sur la figure (IV.1) [6].

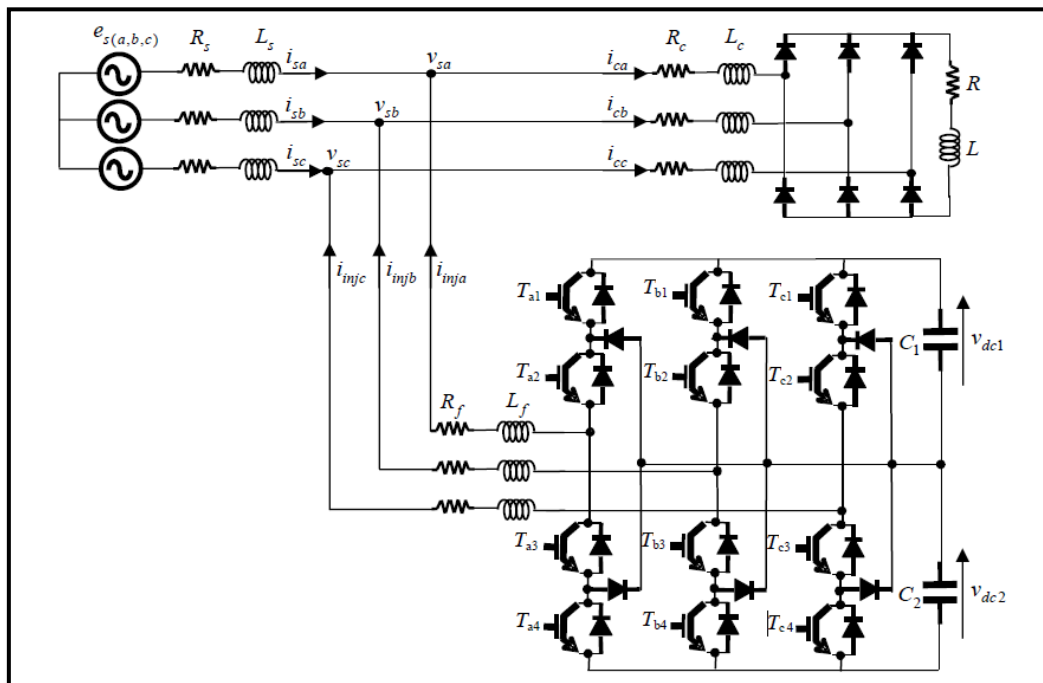


Figure (IV.1) Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé [6]

#### IV.2.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras symétriques et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes, permettant d'avoir le niveau zéro de la tension. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des IGBTs avec des diodes en antiparallèle. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté o. Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1 = C_2$  c'est-à-dire  $U_{C1} = U_{C2}$ ).

Le point o est connecté avec les deux diodes médianes ( $DD_{K1}, DD_{K2}$ ) [28]. La figure (IV.2) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

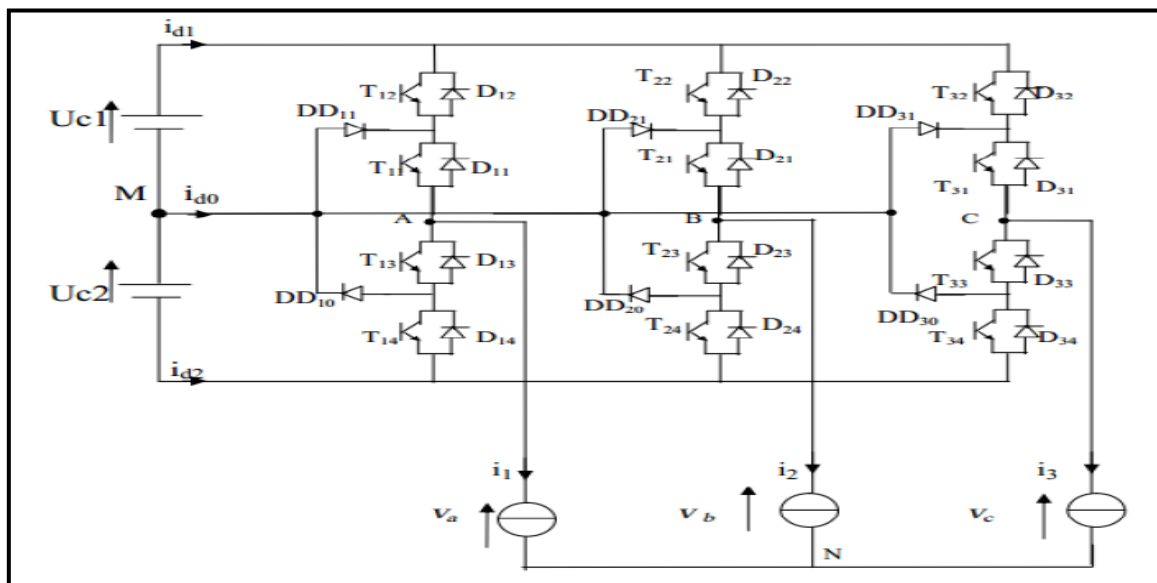


Figure (IV.2) Schéma d'un onduleur NPC à trois niveaux

#### IV. 2.2. Tension générées par l'onduleur

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes du bus continu et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur Pour chaque interrupteur  $T_{ki}$  ( $k = a, b, c \quad i = 1, 2, 3, 4$ ), on définit une fonction de commutation  $k_i$  S de la manière suivante [38]:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (IV. 1)$$

Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur un bras sont :

$$1^\circ \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a2} \\ S_{21} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad 2^\circ \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a3} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad 3^\circ \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a4} \\ S_{21} = \bar{S}_{a3} \end{cases} \quad (IV. 2)$$

Parmi ces trois commandes complémentaires, celle qui permet d'exploiter tous les niveaux possibles de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a3} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad (IV.3)$$

La commande complémentaire pour un bras  $k$  est définie alors comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = \bar{S}_{k3} \\ S_{k2} = \bar{S}_{k4} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Avec la commande complémentaire ainsi définie, on peut définir les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $k$  comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = 1 - S_{k3} \\ S_{k2} = 1 - S_{k4} \end{cases} \quad (IV.5)$$

L'onduleur de tension trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions  $(-\frac{V_{dc}}{2}, 0, +\frac{V_{dc}}{2})$  en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau (IV.1).

$S_{k1}$	$S_{k2}$	$S_{k3}$	$S_{k4}$	$V_{ko}$
1	1	0	0	$+V_{DC}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{DC}/2$

Tableau ( III.1) Obtention des trois niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ( $k=a, b$  ou  $c$ )

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, on peut écrire le système d'équation des tensions (a), (b), (c) de l'onduleur à trois niveaux, par rapport au point milieu « o » de la source de tension d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})V_{dc} \\ V_{bo} = (S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})V_{dc} \\ V_{co} = (S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})V_{dc} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Les tensions composées sont:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = [(S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})]V_{dc} - [(S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})]V_{dc} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = [(S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})]V_{dc} - [(S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})]V_{dc} \\ V_{ac} = V_{co} - V_{ao} = [(S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})]V_{dc} - [(S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})]V_{dc} \end{cases} \quad (IV.7)$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (IV.8)$$

On en déduit les tensions simples ( $V_a, V_b, V_c$ ) par rapport au point neutre n :

$$\begin{cases} V_a = V_{an} = V_{ao} - V_{n0} \\ V_b = V_{bn} = V_{bo} - V_{n0} \\ V_c = V_{cn} = V_{co} - V_{n0} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Avec  $V_{n0}$  la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (IV.10)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} \\ S_{b1}S_{b2} \\ S_{c1}S_{c2} \end{bmatrix} V_{dc} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3}S_{a4} \\ S_{b3}S_{b4} \\ S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (IV.11)$$

Nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle, qui s'écrit

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (IV.12)$$

### IV.3. Fonctionnement et configuration d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Dans un premier temps, on définit un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande (figure IV.3), vu que l'onduleur triphasé à trois niveaux est symétrique, puis on déduit celui de l'onduleur complet.

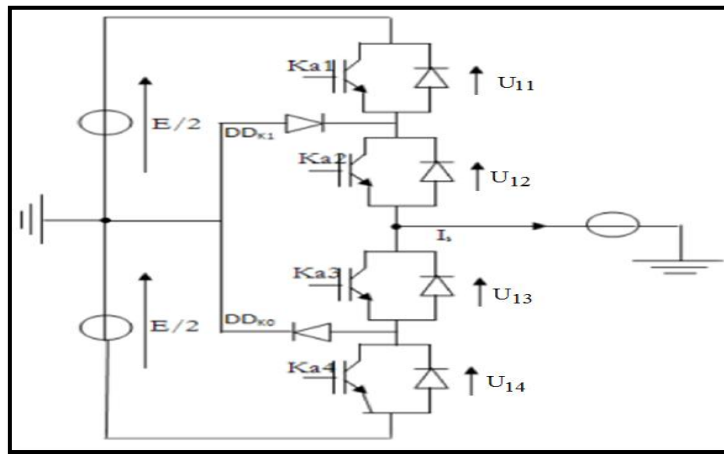


Figure (IV.3) Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de [29] :

- La commande externe  $B_{K_s}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel  $T_{K_s}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distinction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante: On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur.

#### IV.3.1. Les Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

A fin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces onduleurs à trois niveaux sans a priori sur la commande ; on représente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel figure (IV.4) et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé) [39].

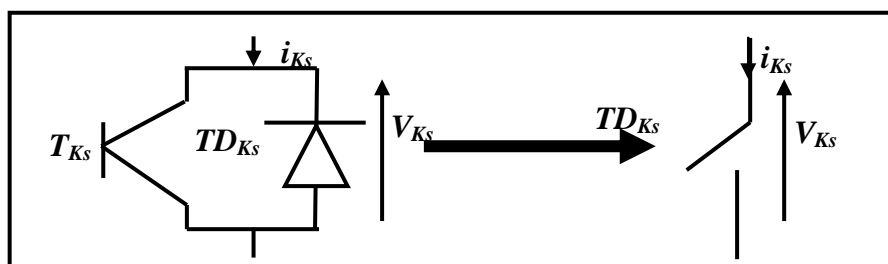


Figure (IV.4) Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple  $V_{ao}$  entre la borne (a) de la charge et le point neutre 0. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs  $K_{a1}$ ,  $K_{a2}$ ,  $K_{a3}$  et  $K_{a4}$  du bras. Sur les  $2^4 = 16$  configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre [6].

Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des court-circuit des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles) On donne ci dessous le tableau récapitulatif tableau (IV.2) représente la tension de sortie,  $V_{ao}$  d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée [6], [28].

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée.

• **Première configuration {1100}**

$K_{a1}$  et  $K_{a2}$  sont passants et  $K_{a3}$  et  $K_{a4}$  sont bloqués figure (IV.5), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +\frac{E}{2} \quad (IV.13)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka3} = V_{ka4} = +\frac{E}{2} \quad (IV.14)$$

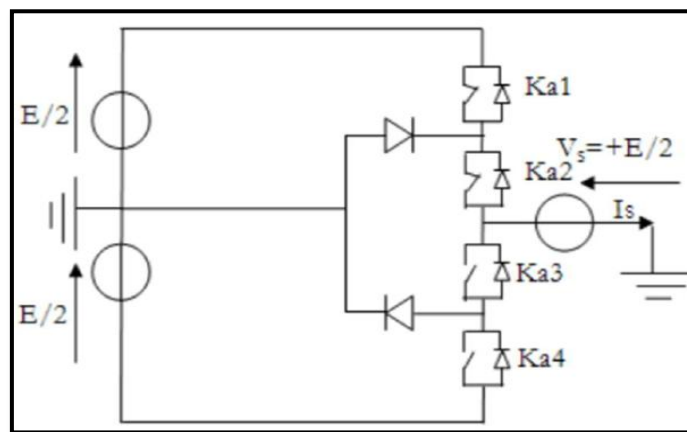


Figure. (IV.5) 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

• **Deuxième configuration {0110}**

$K_{a2}$  et  $K_{a3}$  sont passants et  $K_{a1}$  et  $K_{a4}$  sont bloqués figure (IV.6), le point a est relié directement au point neutre 0.

La tension simple  $V_{ao}$  est nulle :  $V_{ao} = 0$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{ka1} = V_{ka4} = +\frac{E}{2}$  (IV.15)

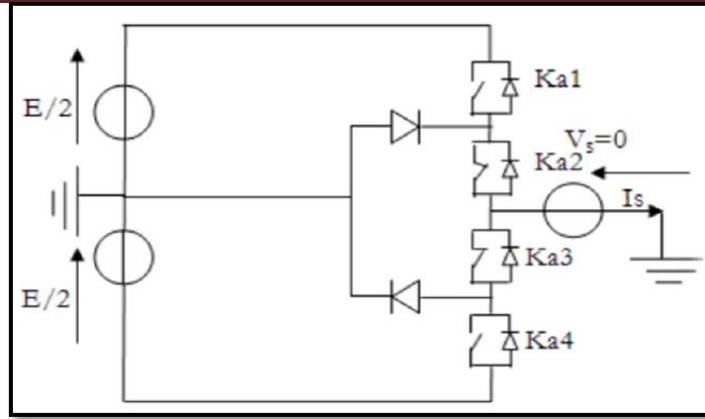


Figure (IV.6) 2<sup>eme</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

**Troisième configuration {0011}**

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (IV.16)$$

$K_{a3}$ ,  $K_{a4}$  sont passants et  $K_{a1}$  et  $K_{a2}$  sont bloqués figure (IV.7), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -\frac{E}{2}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +\frac{E}{2} \quad (IV.17)$$

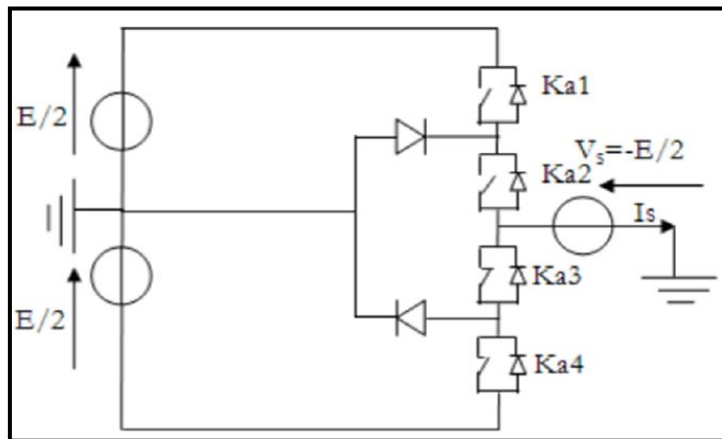


Figure (IV.7) 3<sup>eme</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

Etat des interrupteurs				Tension de sortie
$K_{a1}$	$K_{a2}$	$K_{a3}$	$K_{a4}$	$V_{ao}$
1	1	0	0	+E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

Tableau (IV.2) Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (IV.8) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$ .

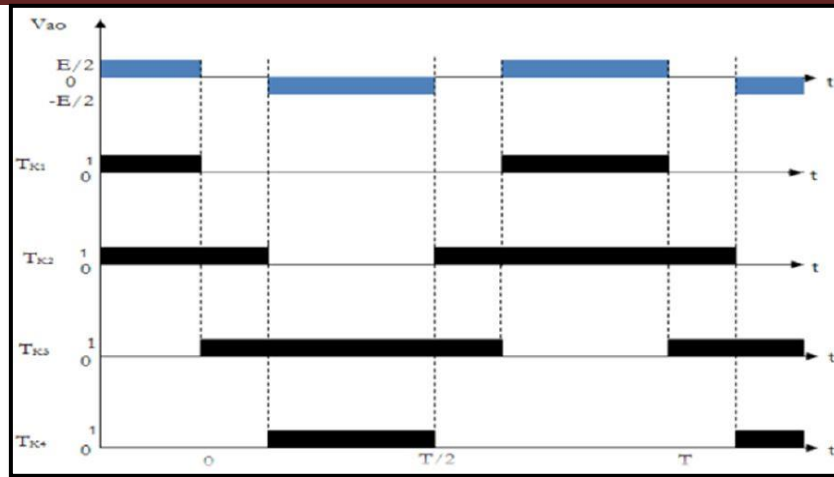


Figure (IV.8) Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC

La combinaison des 4 interrupteurs d'un même bras ( $K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}$ ), on peut imposer à la phase 3-niveaux de tension différentes:  $(1,1,0,0) \rightarrow \frac{E}{2}, (0,1,1,0) \rightarrow 0, (0,0,1,1) \rightarrow -\frac{E}{2}$  les combinaisons  $(1,1,1,0)$  et  $(0,1,1,1)$  réalisent un court-circuit de l'une des deux demies sources de tension continue pour cela elles sont interdites.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (IV.10) [39].

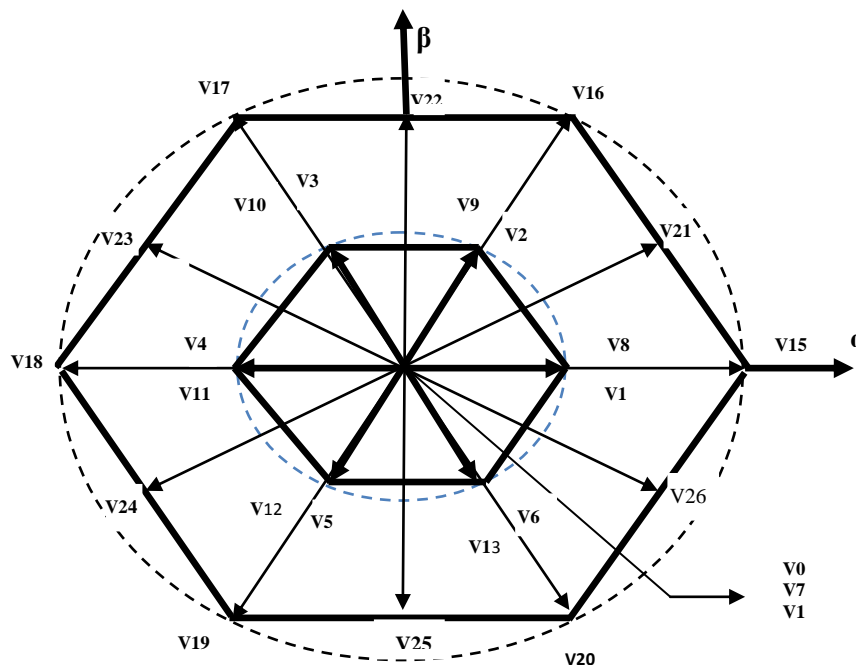


Figure (IV.9) Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à trois niveaux de tension

#### Le groupe des vecteurs "tension nulle" :

Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras:  $(1, 1, 1)$ ,  $(-1, -1, -1)$  et  $(0, 0, 0)$ , et qu'on a nommé respectivement  $V_7$ ,  $V_{14}$  et  $V_0$ . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur.

### **Le groupe des vecteurs "demie tension" :**

on peut décomposer ce groupe en deux autres sous groupes:

- Le premier est constitué des vecteurs nommés  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$  et  $V_6$ .
- L'autre est constitué des vecteurs  $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$  et  $V_{13}$

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu E, En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée  $C_1$  (respectivement du condensateur  $C_2$ ) [5] .

### **Le groupe des vecteurs "pleine tension" :**

Ce groupe contient les vecteurs tensions nommés  $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$  et  $V_{20}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension" .

La tension du point milieu E, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car courant qui circule dans  $C_1$  et dans  $C_2$  est le même [5].

### **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire" :**

les vecteurs tensions de ce groupe se nomment  $V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}$  et  $V_{26}$ . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va augmenter ou diminuer la tension du point milieu E, où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux.

Il y aura un déséquilibre de E qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement [5].

## **IV.3.2. Hypothèse**

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quel que soit le courant  $k I$ , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante  $UC1 = UC2$ . La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts [26].

## **IV.3.3. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux**

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante [27]:

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad (IV. 18)$$

Où :  $B_{Ks}$  étant le signal de commande du transistor  $KS$  du bras  $k$  .

Remarque : un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe

### IV.3.4. Fonction de connexion

On définit les fonctions de connexion de demi bras  $F_{K1}^b, F_{K0}^b$  comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (IV.19)$$

Avec k est le numéro du bras  $k=1, 2, 3$  ; et On désigne par  
 $\begin{cases} 1: \text{le demi bras de haut} \\ 0: \text{le demi bras de bas} \end{cases}$

## IV.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux

Tout d'abord, nous allons établir dans ce paragraphe, comme au chapitre précédent, les deux régulateurs pour la tension continue et le courant. Pour la détection des courants de référence, on a appliqué la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées étudiée globalement dans le Chapitre III.

### IV.4.1. Régulation de la tension continue

En vue de réguler la tension continue  $V_{dc}$ , on a conçu le circuit de la figure (IV.11). On fait la différence entre les deux tensions du diviseur capacitif  $V_{dc1}$  et  $V_{dc2}$ , puis on compare le résultat avec une consigne  $V_{dc\text{ref}}$ . L'erreur passe alors par un régulateur en vue de la maintenir limitée et oscillante autour de sa consigne [6].

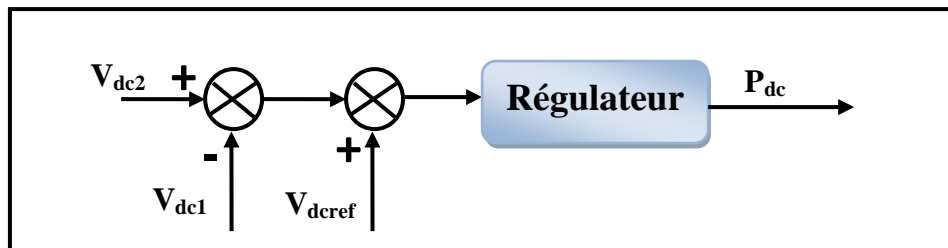


Figure (IV.10) Schéma de régulation des tensions continues

### IV.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux

Grâce à ses performances élevées, la technique à MLI sinusoïdale est la plus utilisée pour la commande des onduleurs à deux niveaux. Pour les mêmes raisons, elle est aussi utilisée dans les onduleurs multi-niveaux.

#### IV.4.2.1. Algorithme de commande par hystérésis

Pour les onduleurs à trois niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase K (bras K de l'onduleur) par le système suivant [37]:

$$\begin{cases} Si |(\varepsilon_K \geq \Delta_i) \& (\varepsilon_K \leq 2\Delta_i)| \text{ ou } |(\varepsilon_K \geq -\Delta_i) \& (\varepsilon_K \leq -2\Delta_i)| \Rightarrow (B_{K1}, B_{K2}) = (1,0) \\ Si (\varepsilon_K < 2\Delta_i) \Rightarrow (B_{K1}, B_{K2}) = (0,0) \\ Si (\varepsilon_K > 2\Delta_i) \Rightarrow (B_{K1}, B_{K2}) = (1,1) \end{cases} \quad (IV.20)$$

*Sinon la commande de semi-conducteurs reste inchangée.*

Avec:

$$\varepsilon_K = i_K - i_{K\text{ref}}$$

$\varepsilon_K$ : écart entre le courant réel  $i_K$  et le courant de référence  $i_{K\text{ref}}$ ,  $K=(1,2,3)$ .

#### IV.4.2.2. Commande triangulo-sinusoidal à deux porteuses

Comme il a été rappelé précédemment, la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs est basée sur les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale et qui est l'image de l'onde de sortie que l'on désire obtenir aux bornes de la charge, avec une porteuse généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidal [38].

La figure ci- dessous présente le principe de la modulation triangulo-sinusoidal.

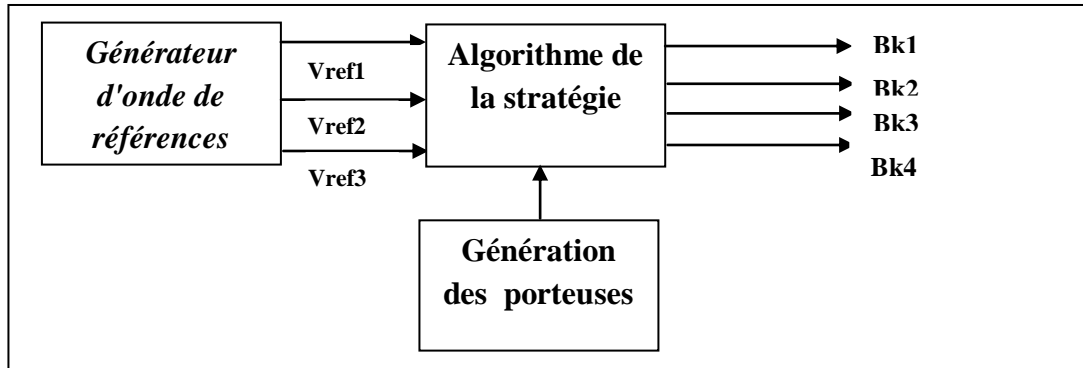


Figure (IV.11) Principe de la technique triangulo-sinusoidal

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par  $E/2$  et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possible [34]:

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permettent d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi période.
- La porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dents de scie bipolaire.

L'algorithme de commande se résume en deux étapes [20]:

1)- Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à trois niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal  $V_{K1}$  correspond au demis bras K du haut est obtenu en comparant un signal de référence  $V_{Kref}$  à une porteuse en dents de scie bipolaire  $U_{p1}$ .

$$\begin{cases} V_{Kref} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 1 \\ V_{Kref} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \quad (IV.21)$$

- Le signal  $V_{Ko}$  correspond au demi-bras K du bas est obtenu en comparant le même signal de référence  $V_{Kref}$  à une porteuse  $U_{p2}$  identique à  $U_{p1}$  et déphasée d'une demi période de hachage.

$$\begin{cases} V_{Kref} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{Ko} = 0 \\ V_{Kref} < U_{p2} \Rightarrow V_{Ko} = -1 \end{cases} \quad (IV.22)$$

2)- Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension  $V_{K_m}$  de la phase K de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé  $V_{K_2}$ .

$$V_{K_2} = V_{K_1} + V_{K_0}$$

Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduits par :

$$\begin{cases} \text{Si } V_{K_2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{K_1} = 1, B_{K_2} = 1 \\ \text{Si } V_{K_2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{K_1} = 0, B_{K_2} = 0 \\ \text{Si } V_{K_2} = 0 \Rightarrow B_{K_1} = 1, B_{K_2} = 0 \end{cases} \quad (IV.23)$$

$$B_{K_3} = \bar{B}_{K_2}; B_{K_4} = \bar{B}_{K_1}$$

Cette stratégie présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie

## IV.5. Résultats de simulation

Pour la simulation du modèle de la figure (III.13) sous *Matlab/Simulink*, on a utilisé les paramètres du Tableau (IV.4)

<i>Paramètre</i>		<i>Valeur numérique</i>
<b><i>Réseau électrique</i></b>	<b><i>tension <math>V_s</math></i></b>	240 V
	<b><i>Fréquence <math>f</math></i></b>	50 Hz
	<b><i>Résistance <math>R_s</math></i></b>	3.63M $\omega$
	<b><i>Inductance <math>L_s</math></i></b>	14.12 $\mu$ H
<b><i>Charge perturbatrice</i></b>	<b><i>Résistance <math>R_c</math></i></b>	12.87M $\omega$
	<b><i>Inductance <math>L_c</math></i></b>	105.98 $\mu$ H
	<b><i>Résistance <math>R_d</math></i></b>	0.79 $\Omega$
	<b><i>Inductance <math>L_d</math></i></b>	4.84 $\mu$ H
<b><i>Filtre actif parallèle</i></b>	<b><i>Résistance <math>R_f</math></i></b>	12.87m $\Omega$
	<b><i>Inductance <math>L_f</math></i></b>	450 $\mu$ H
	<b><i>Tension <math>E</math></i></b>	400v

Tableau (IV.4) Paramètres de simulation d'un filtre actif à trois niveaux

### IV.5.1. Résultats de simulation par méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

#### IV.5.1.1. Commande par hystérésis

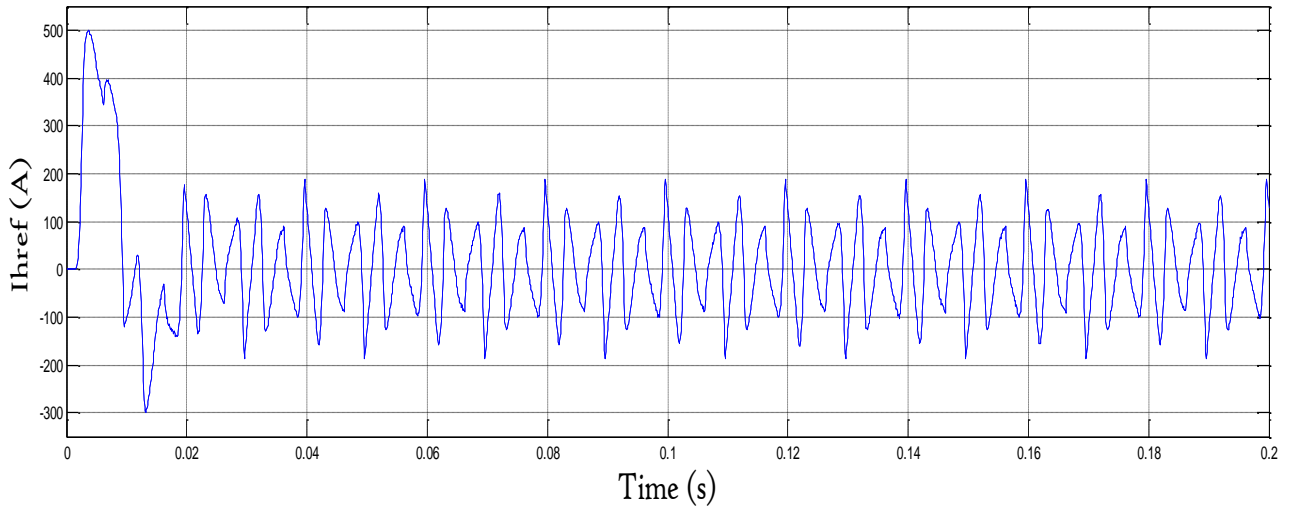


Figure (IV.12) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

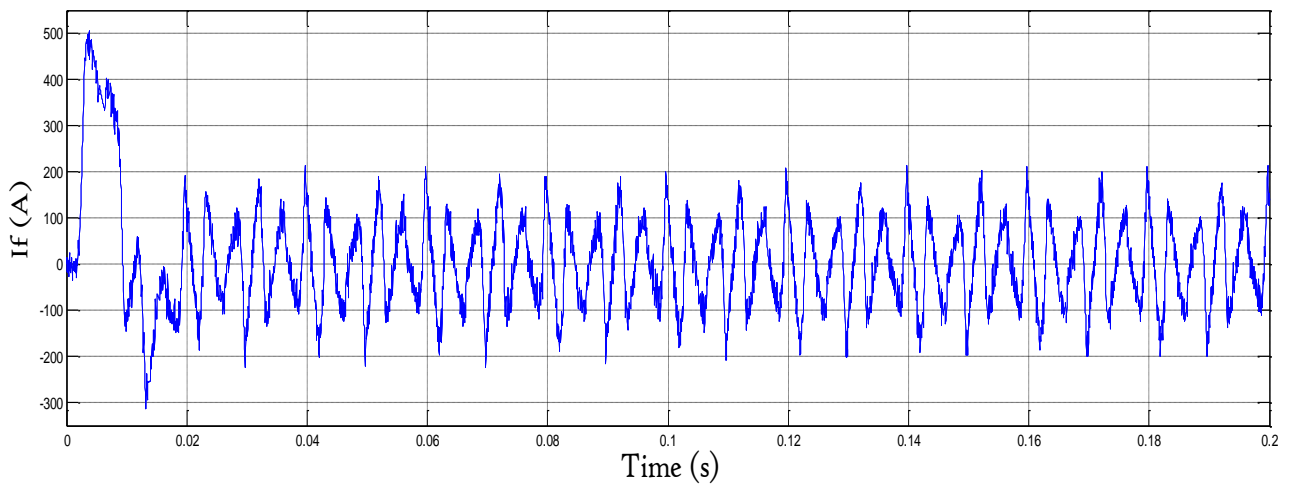


Figure (IV.13) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

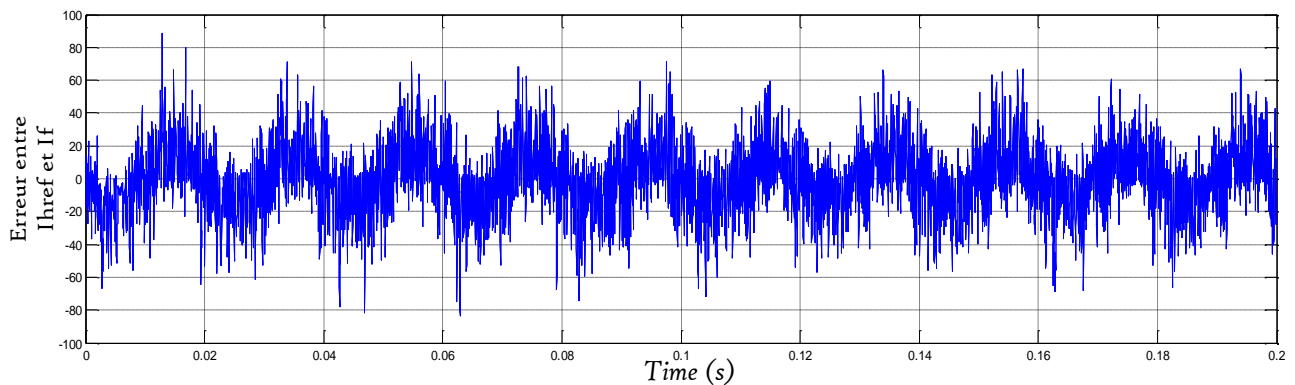


Figure (IV. 14) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre

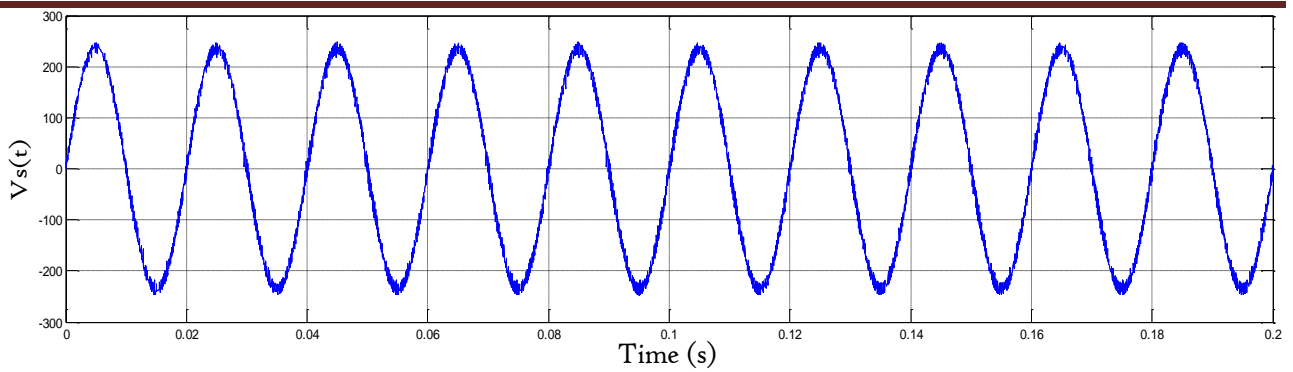


Figure (IV.15) La tension au point de connexion du redresseur

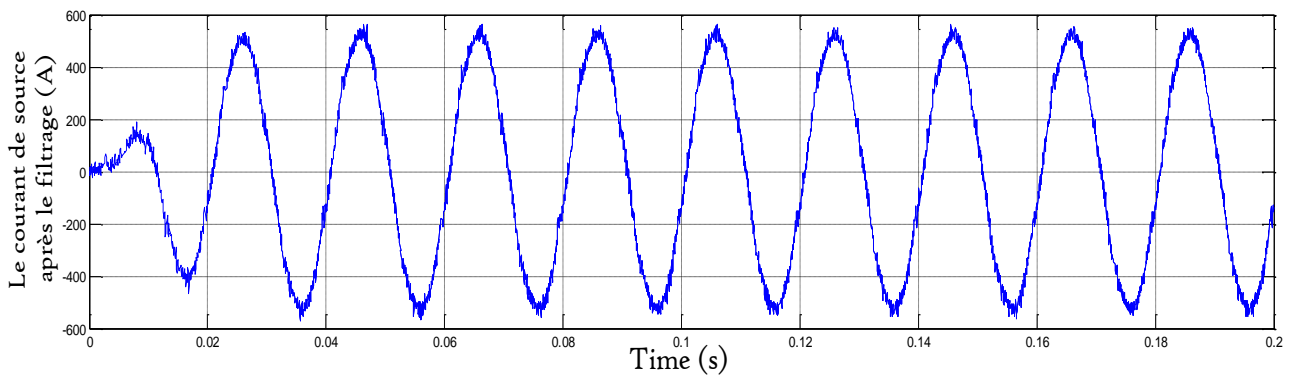


Figure (IV.16) Le courant de source après filtrage

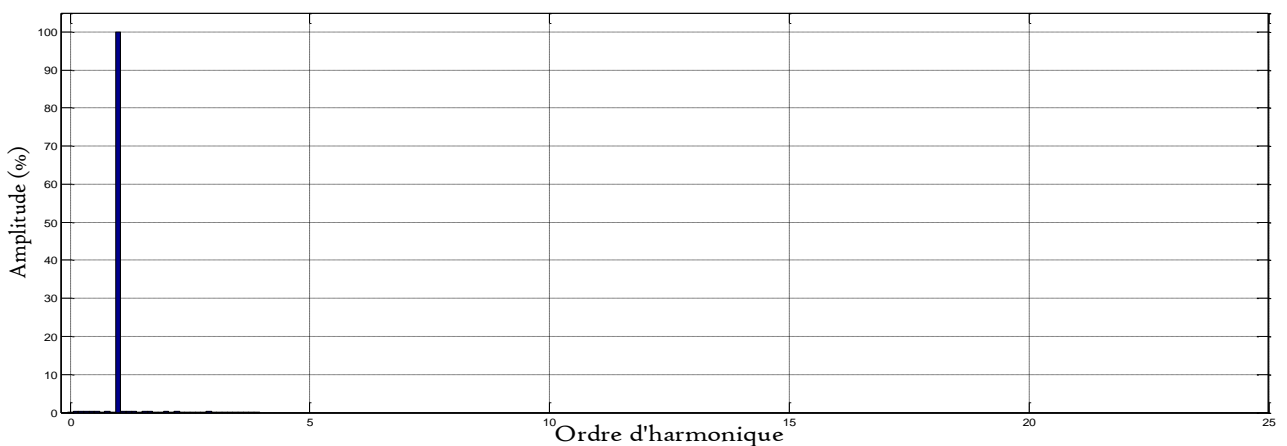


Figure (IV.17) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les même conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées , et par la commande hystérésis ont montrent :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 3,78% .
- Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

**IV.5.1.2. Commande par MLI**

Les figure suivante représente les résultats de simulation obtenus par la méthode  $p-q$  pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :

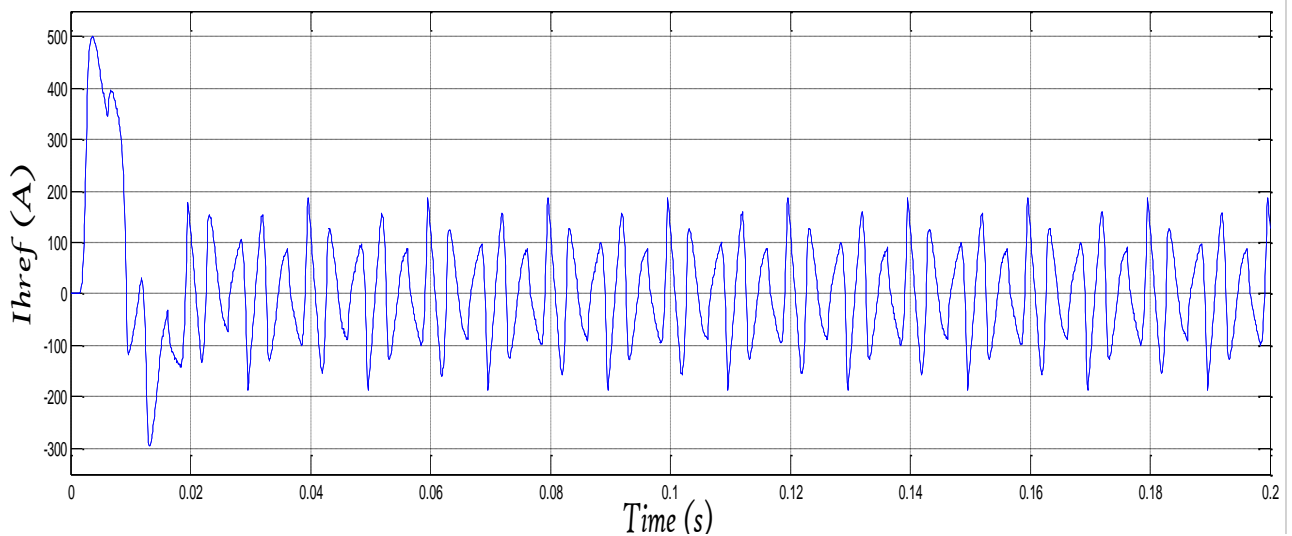


Figure (IV.18) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

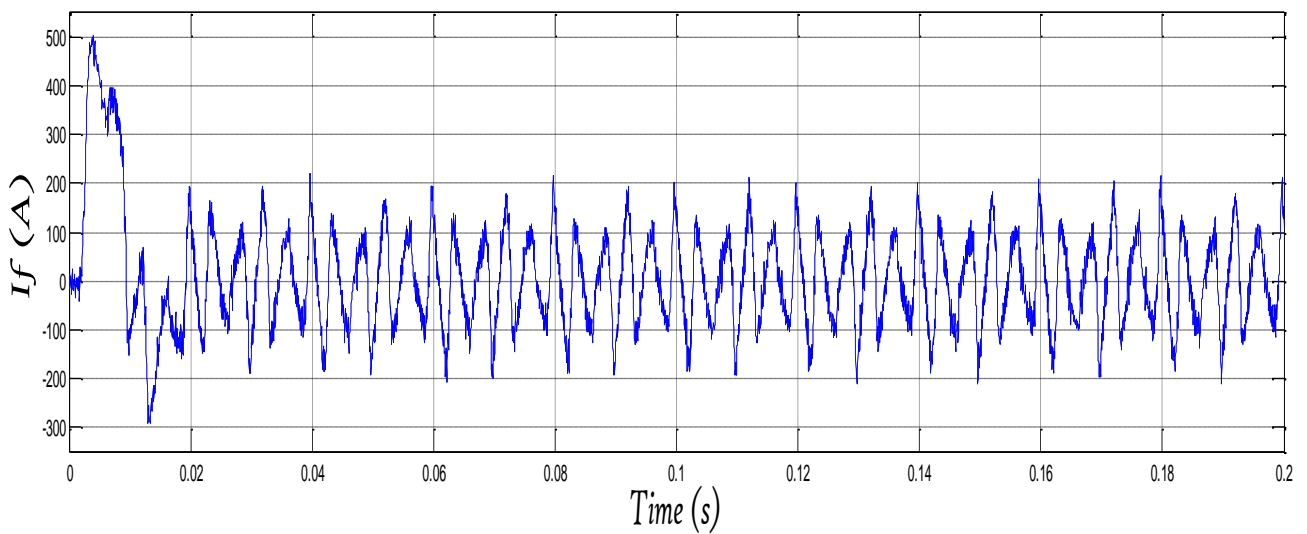


Figure (IV. 19) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

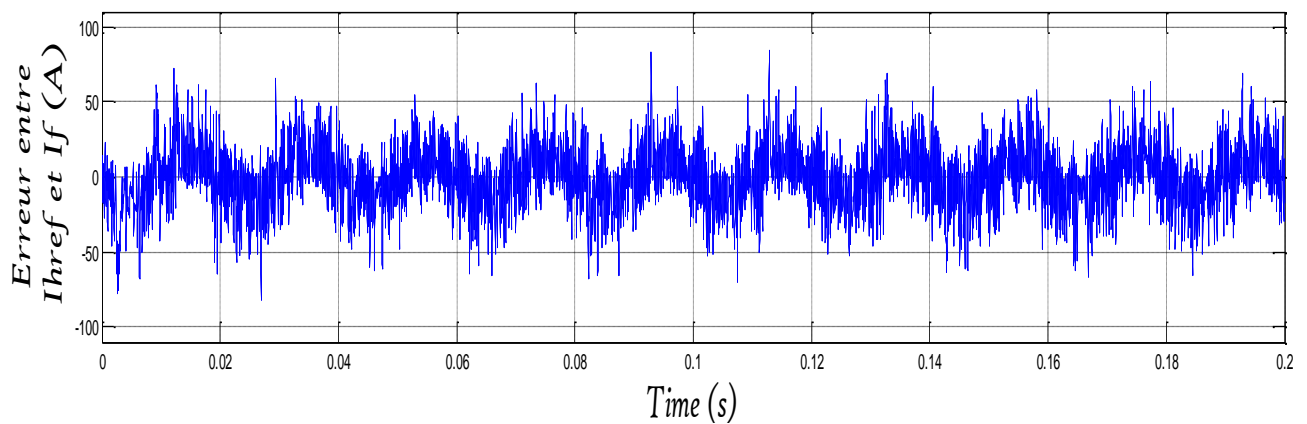


Figure (IV.20) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

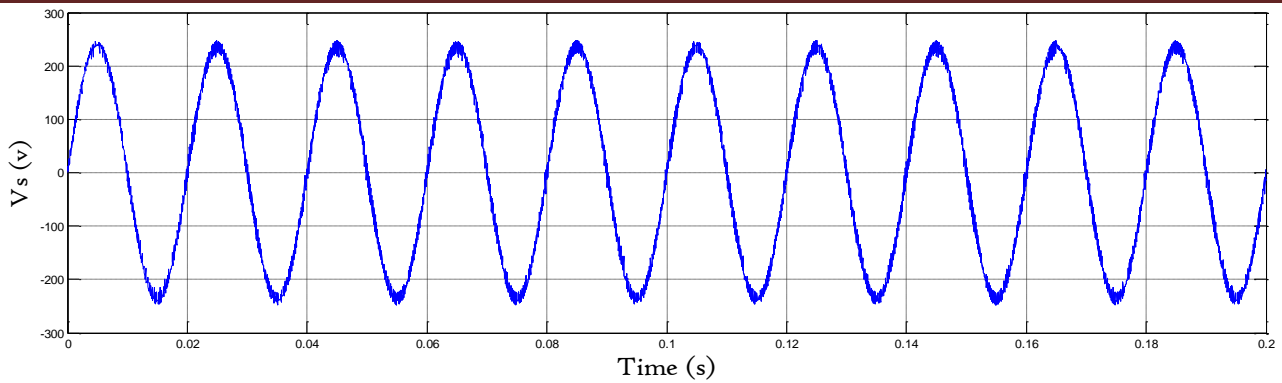


Figure (IV.21) La tension au point de connexion du redresseur

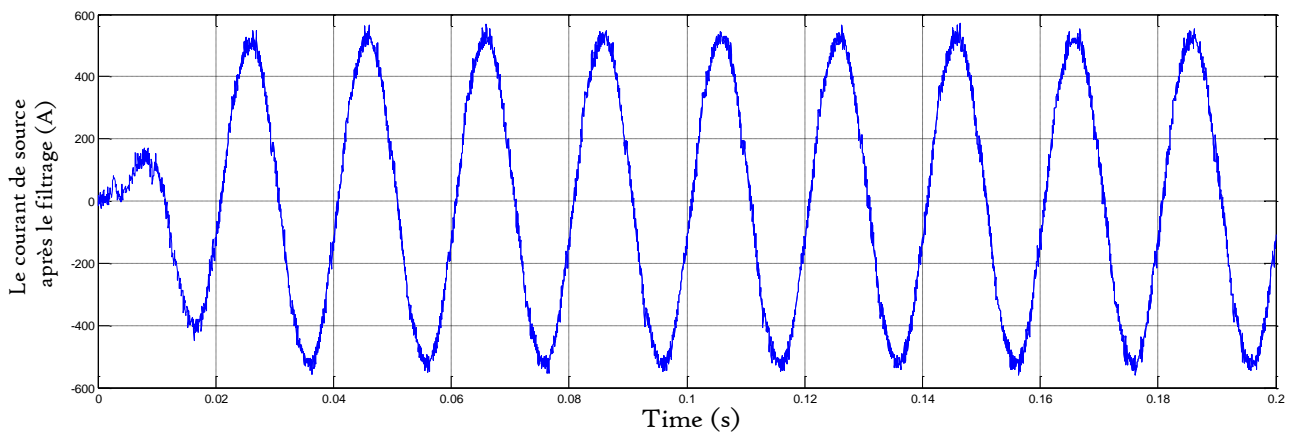


Figure (IV.22) Le courant de source après filtrage

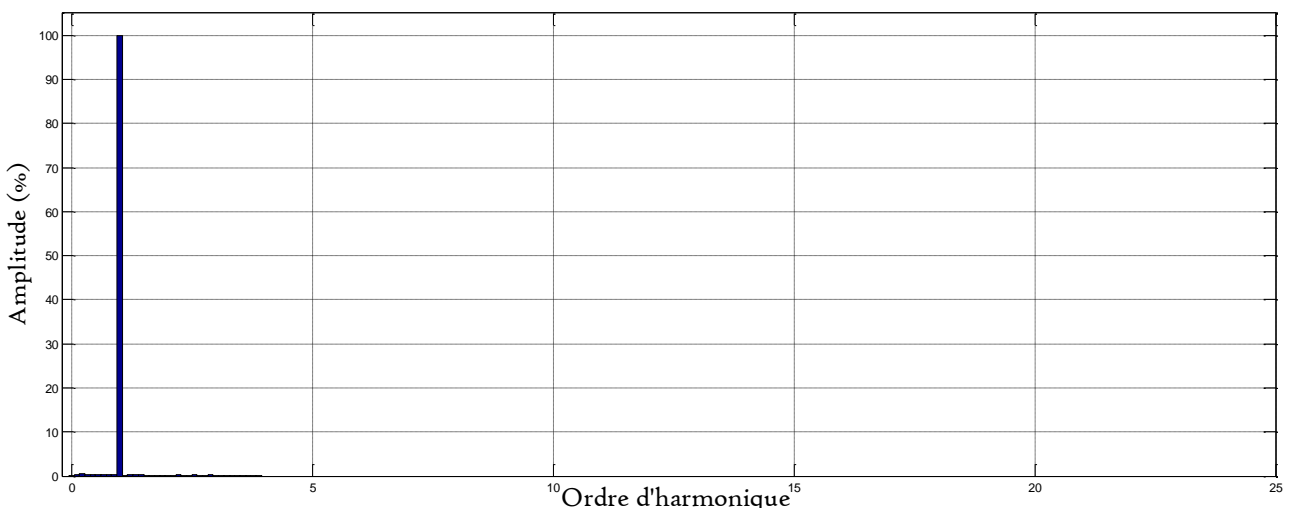


Figure (IV.23) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées, et par la commande MLI ont montré :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23,57%, après le compensation il s'est réduit à 3,44% .
- Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

### IV.5.1.3. Commande par MLI vectorielle

Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode  $p-q$  pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :

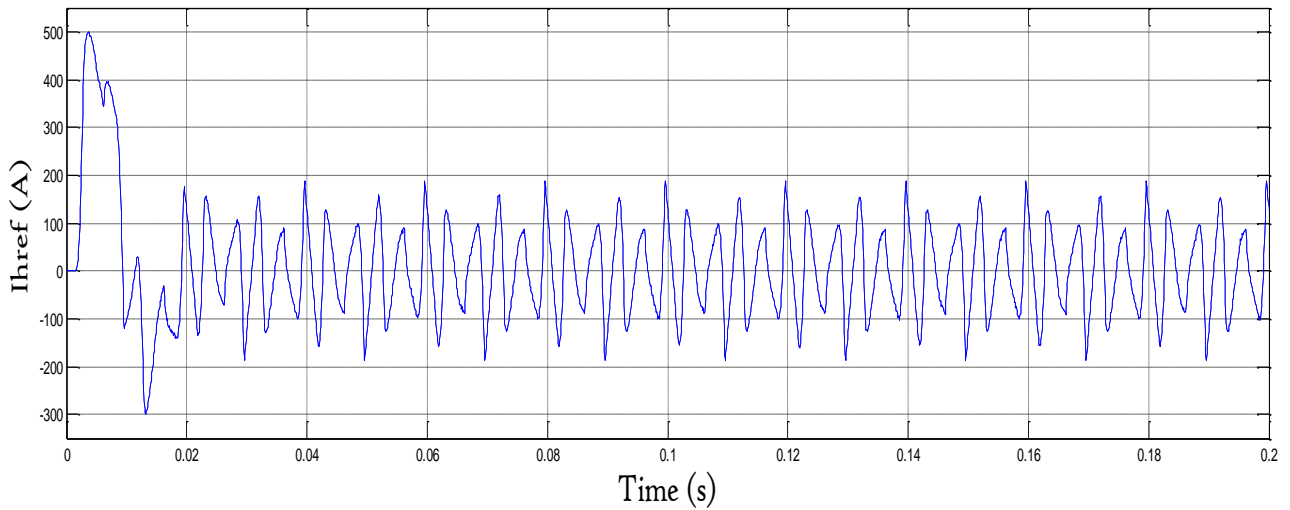


Figure (IV.24) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

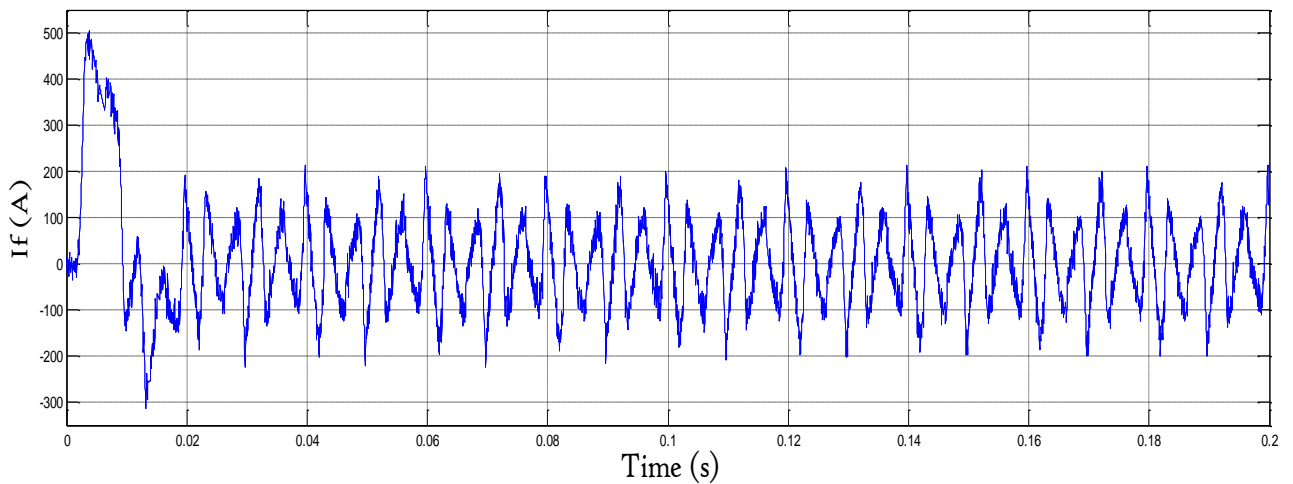


Figure (IV.25) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

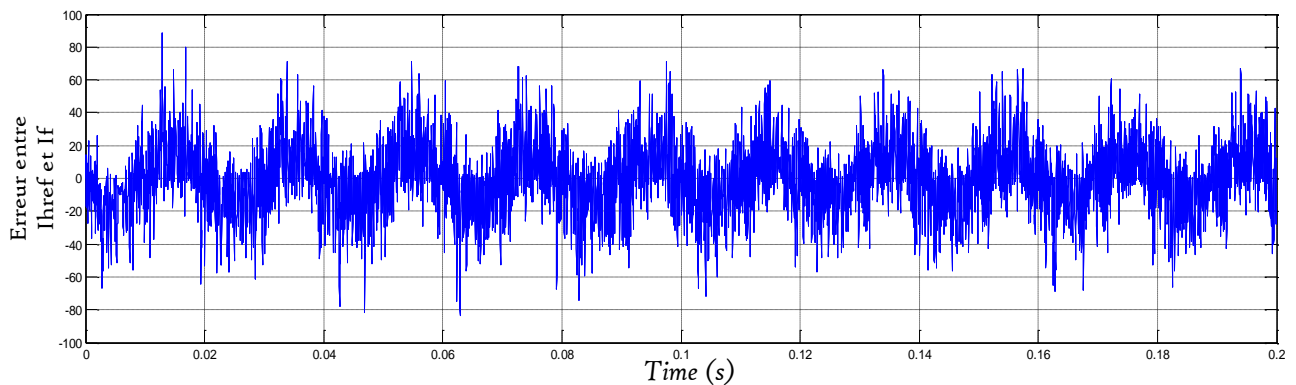


Figure (IV. 26) L'erreur entre le courant harmonique de référence et courant filtre

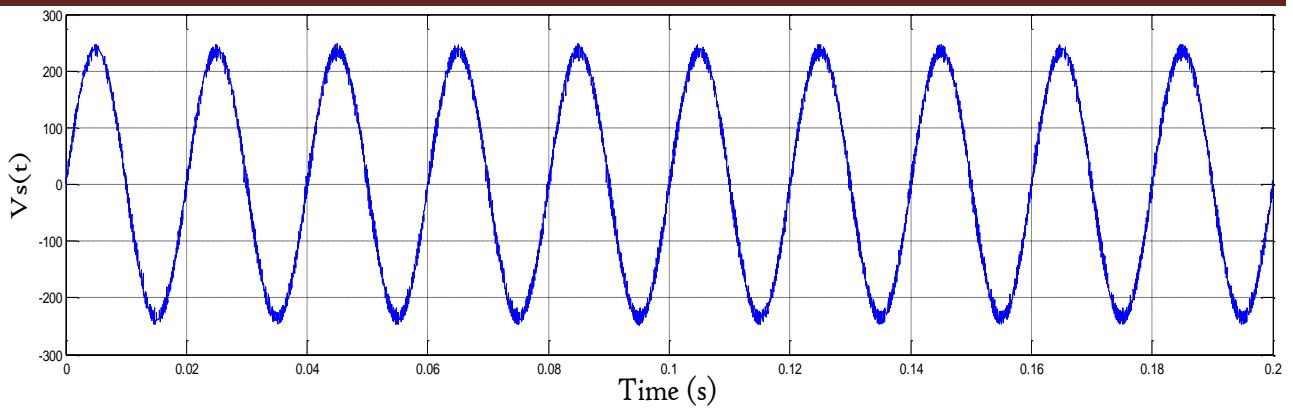


Figure (IV.27) La tension au point de connexion du redresseur

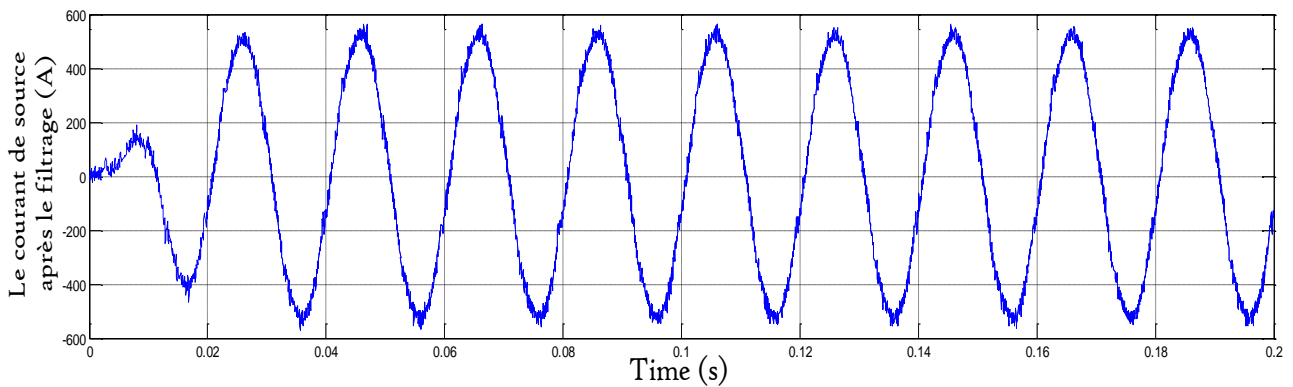


Figure (IV.28) Le courant de source après filtrage

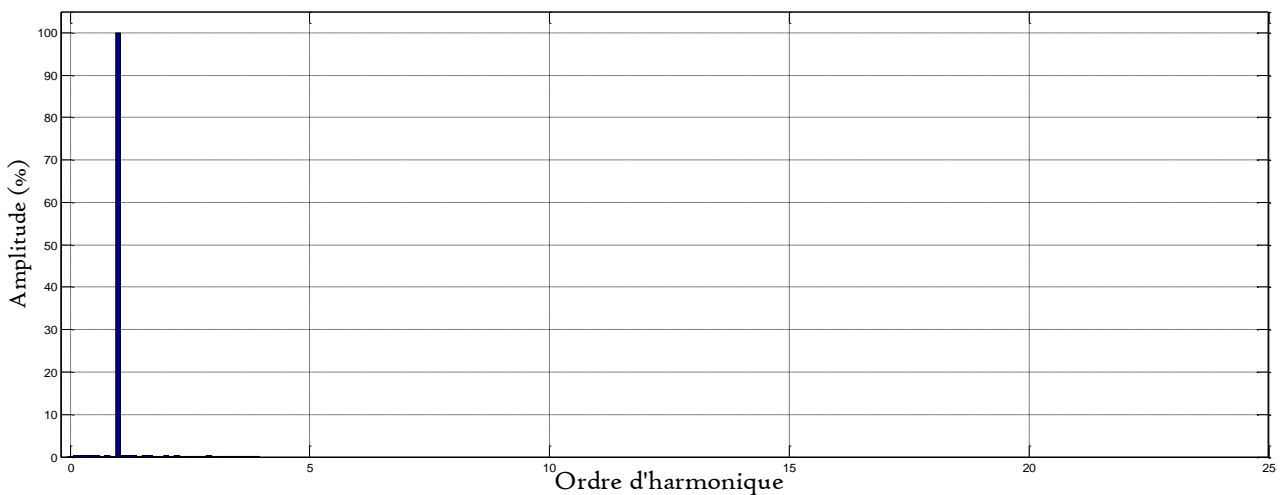


Figure (IV.29) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées, et par la commande MLI vectorielle ont montré :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23,57%, après le compensation il s'est réduit à 2,89% .
- Le THD après le compensation a bien réduit par rapport le THD avant le filtrage
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

## IV.5.2. Résultats de simulation par méthode dite du référentiel lié au synchronisme

### IV.5.2.1 . Commande par hystérésis

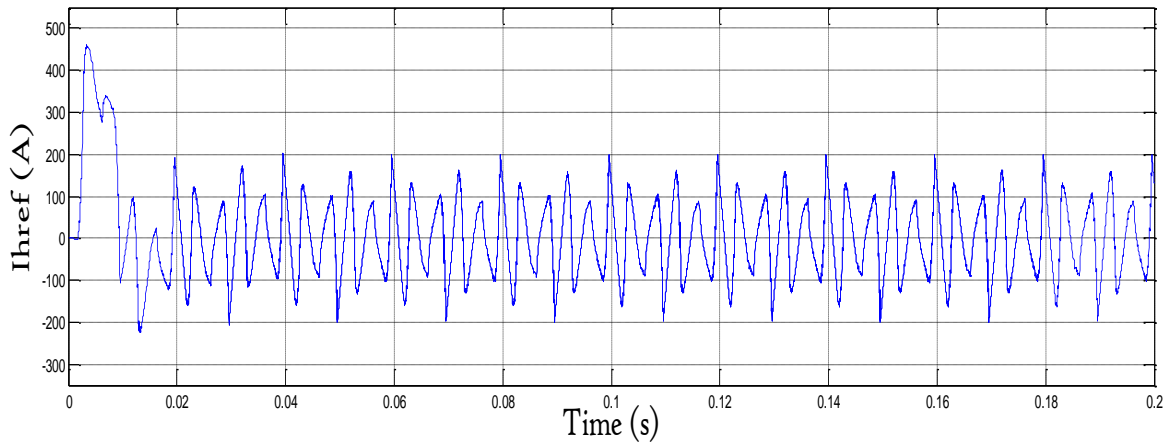


Figure (IV.30) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

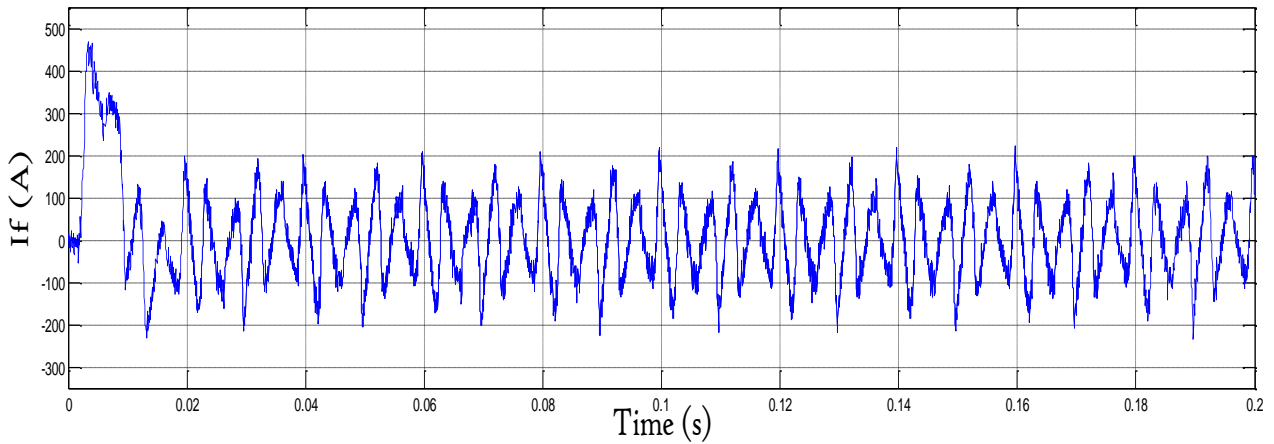


Figure (IV.31) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

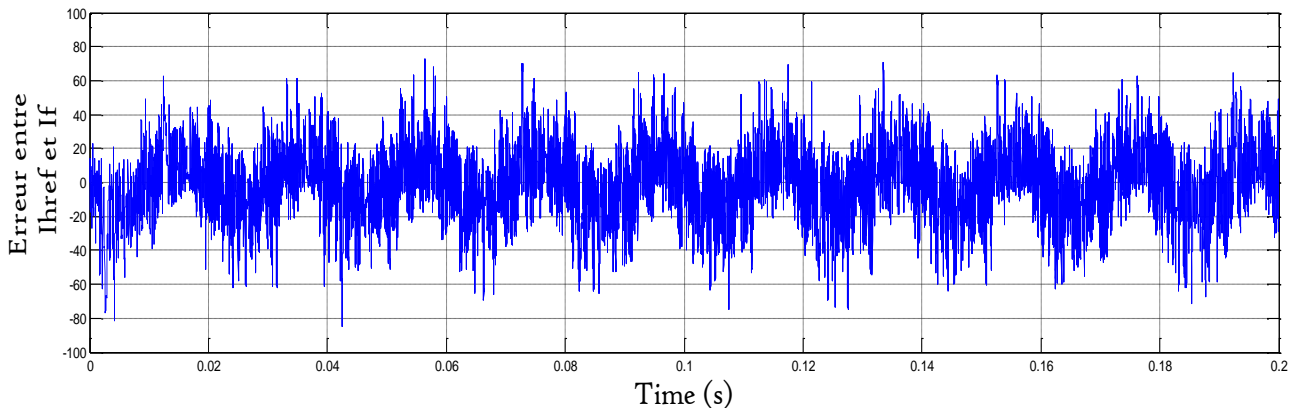


Figure (IV.32) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

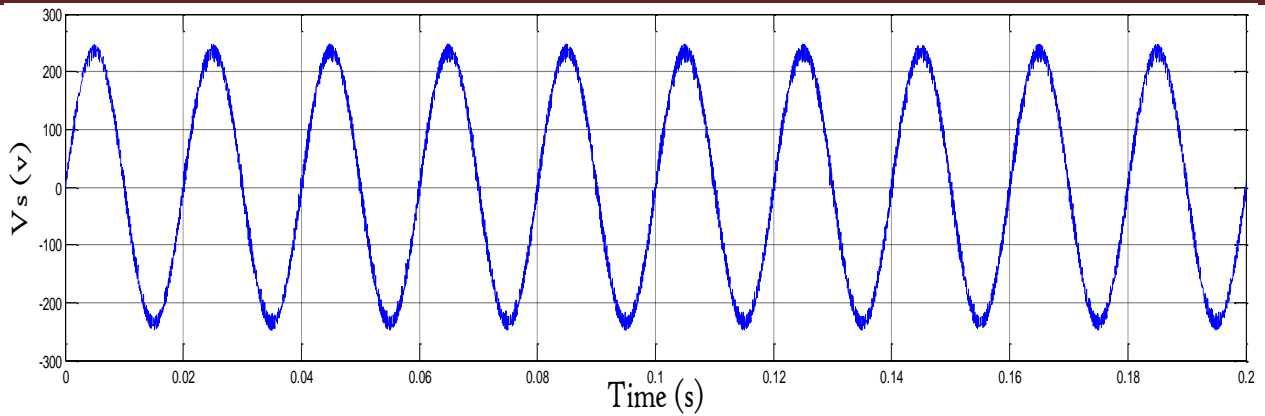


Figure (IV.33) La tension au point de connexion du redresseur

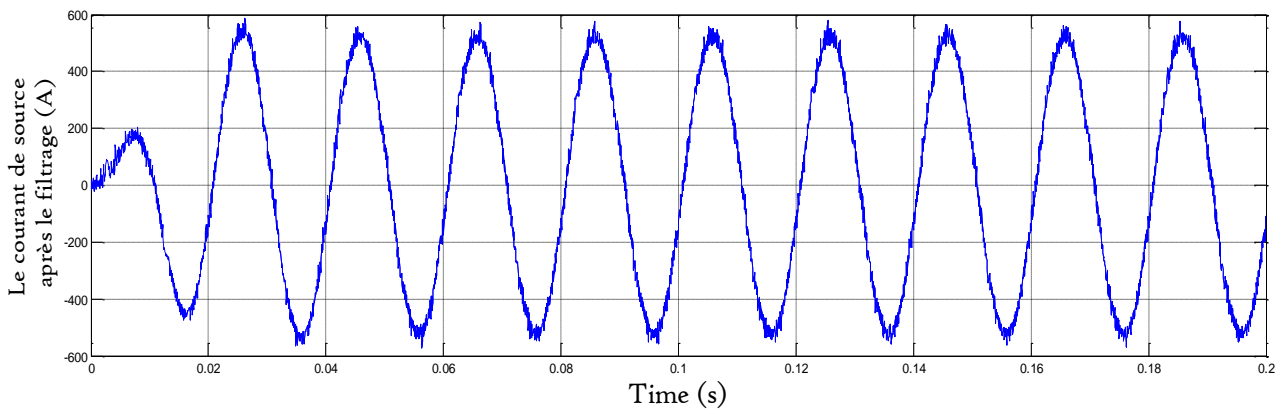


Figure (IV.34) Le courant de source après filtrage

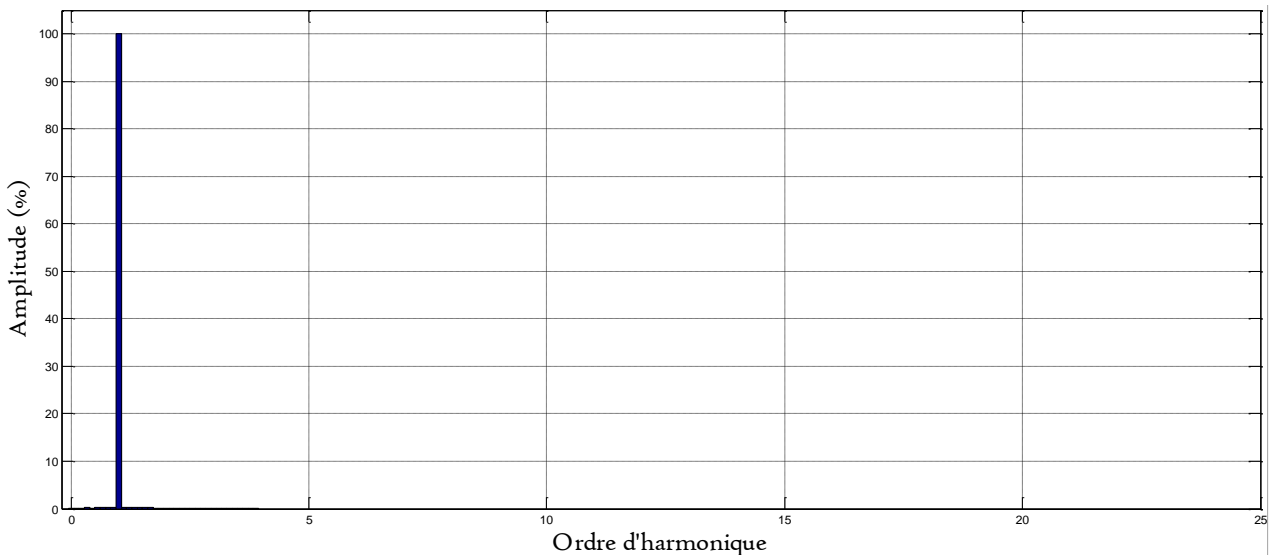


Figure (IV.35) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode dite du référentiel lié au synchronisme, et par la commande hystérésis on montre :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23,57%, après le compensation il s'est réduit à 2,55% .
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

### IV.5.2.2 . Commande par MLI

Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode SRF pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement:

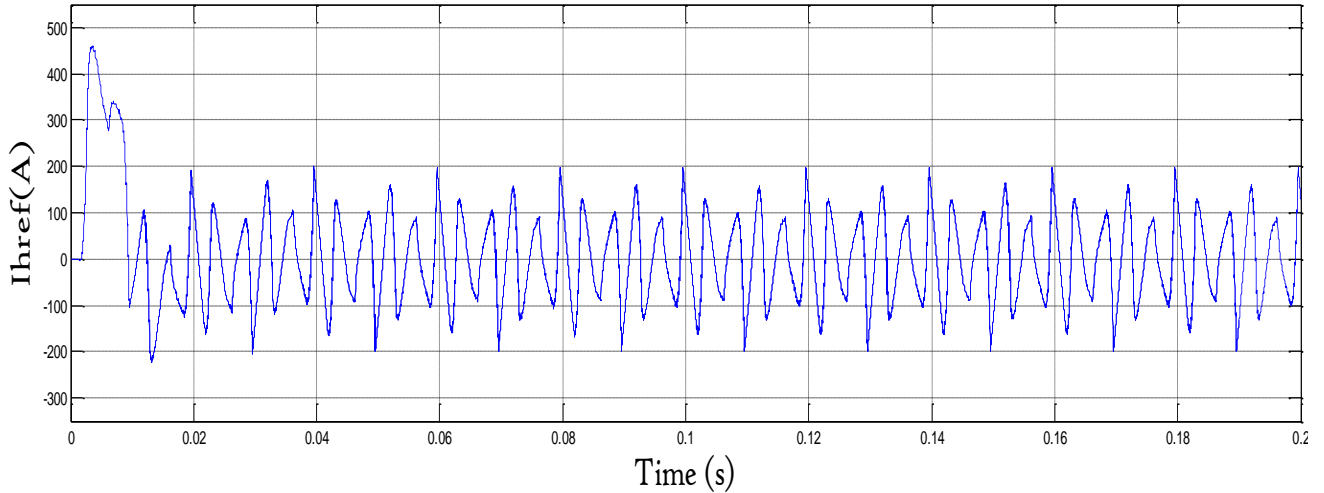


Figure (IV.36) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

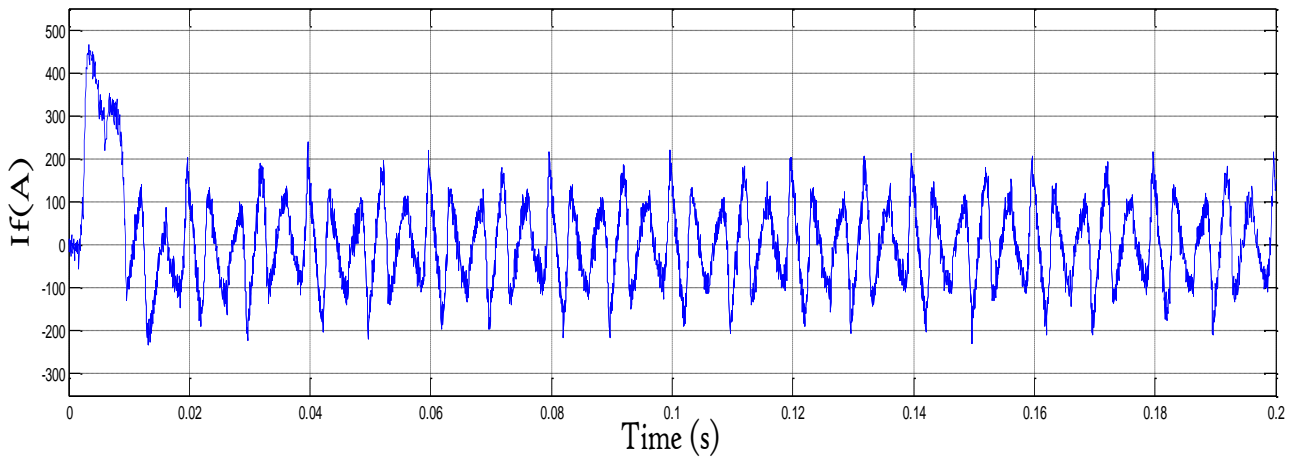


Figure (IV.37) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

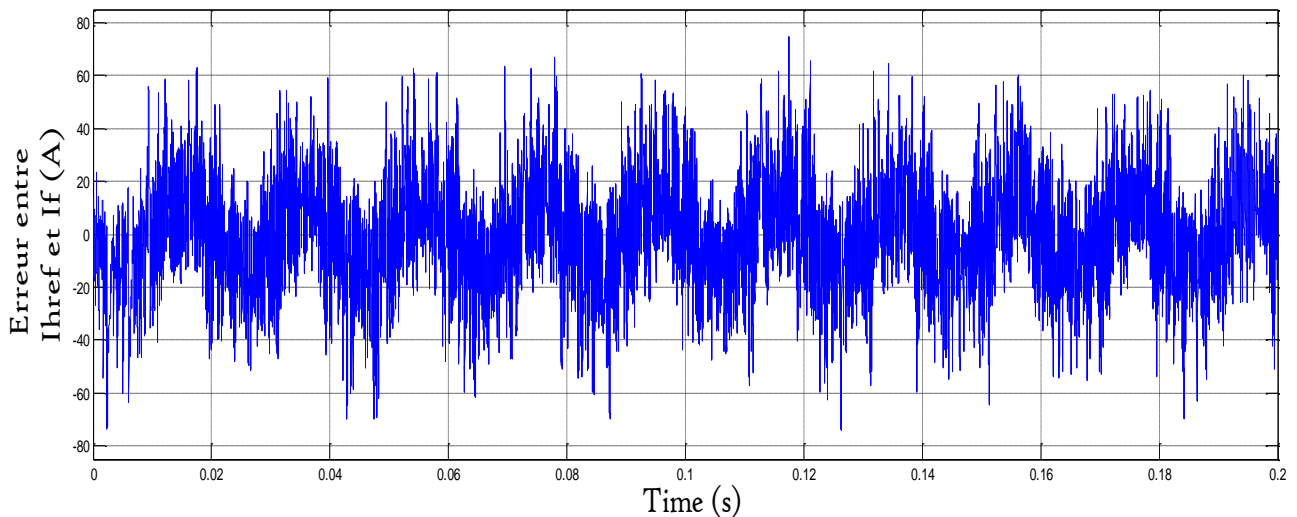


Figure (IV. 38) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

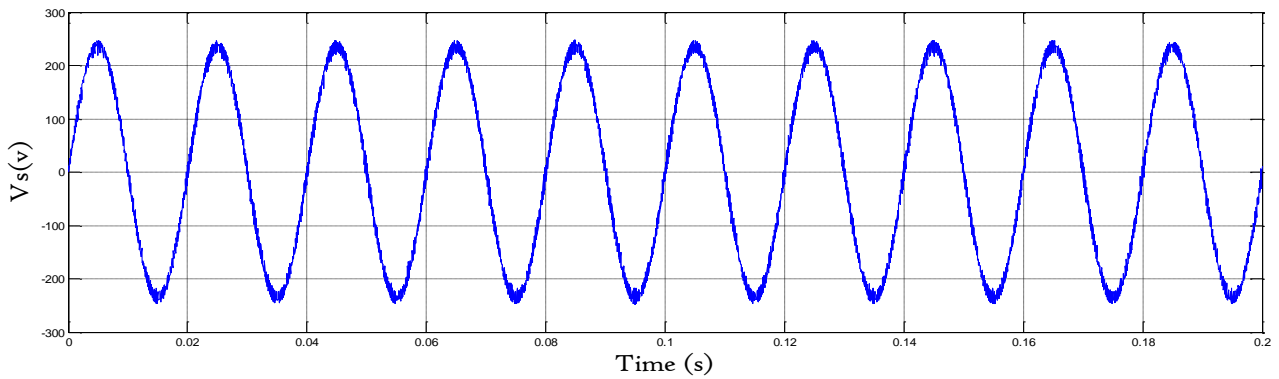


Figure (IV.39) La tension au point de connexion du redresseur

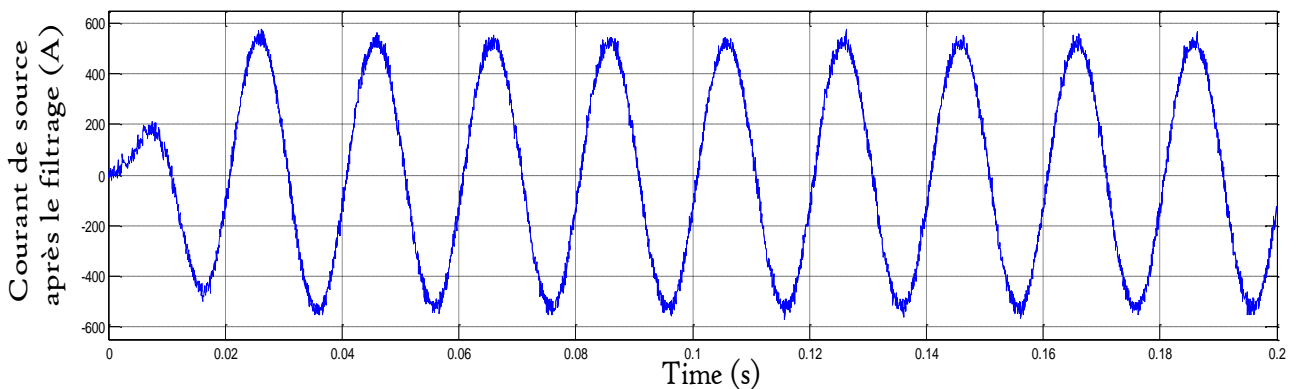


Figure (IV.40) Le courant de source après filtrage

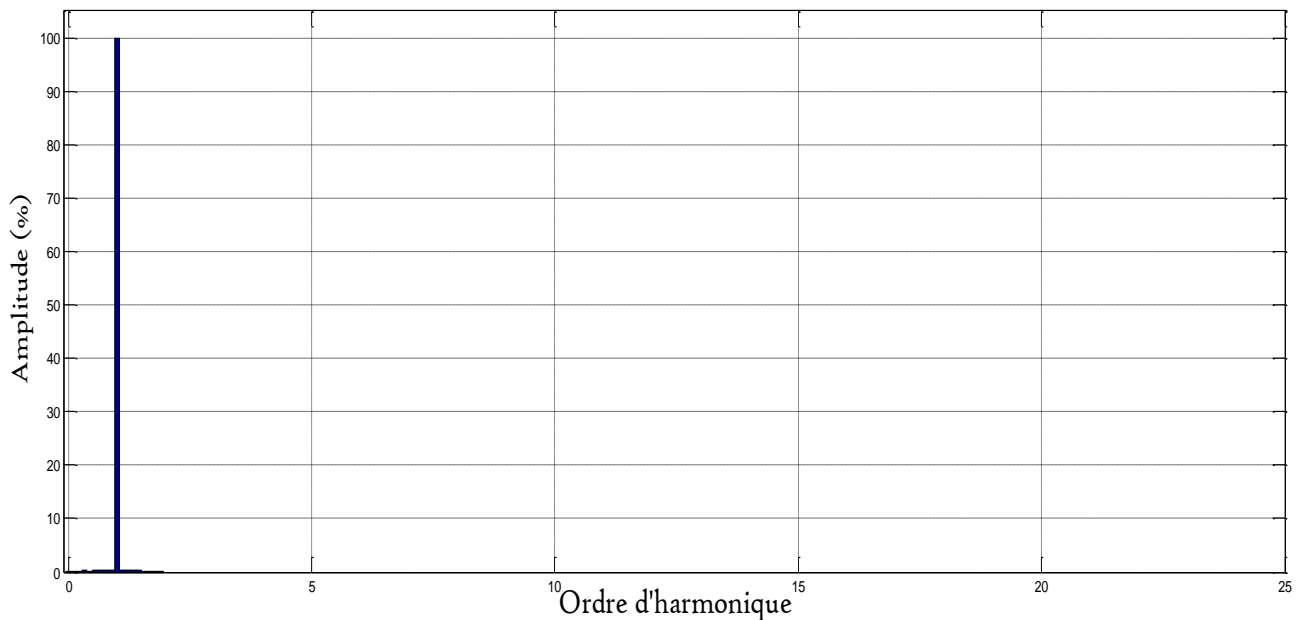


Figure (IV.41) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode des dite du référentiel lié au synchronisme , et par la commande MLI ont montrent :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 2,55% .
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

IV.5.2.1 . Commande par MLI Vectorielle

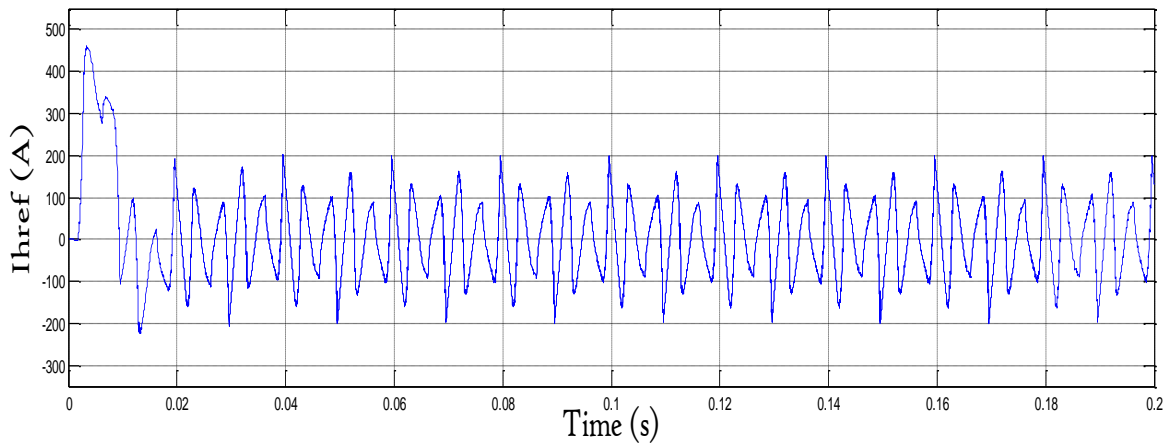


Figure (IV.42) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

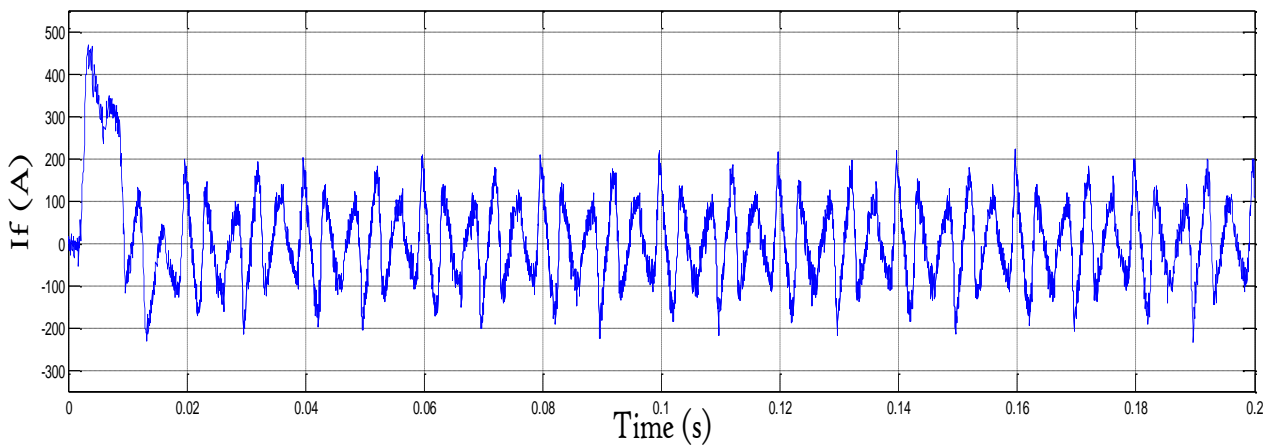


Figure (IV.43) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

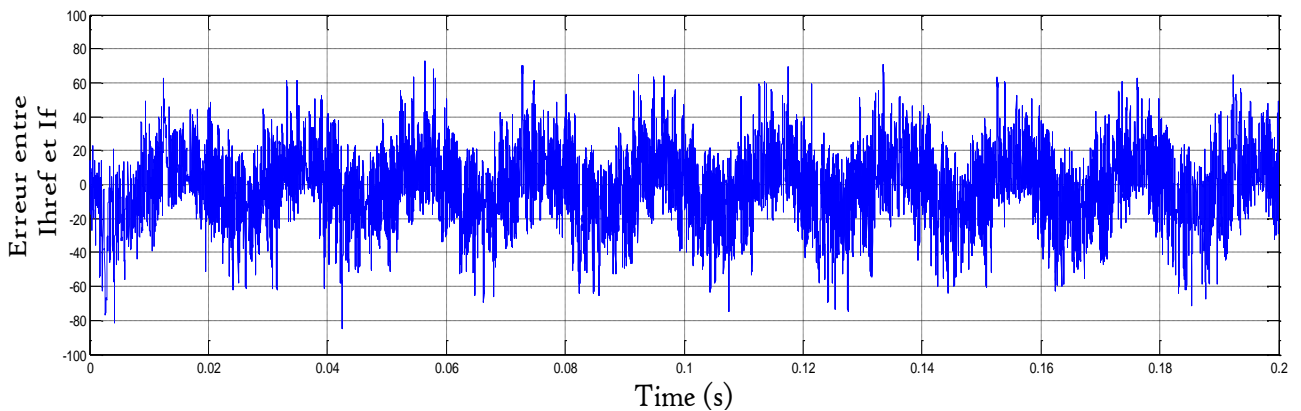


Figure (IV.44) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

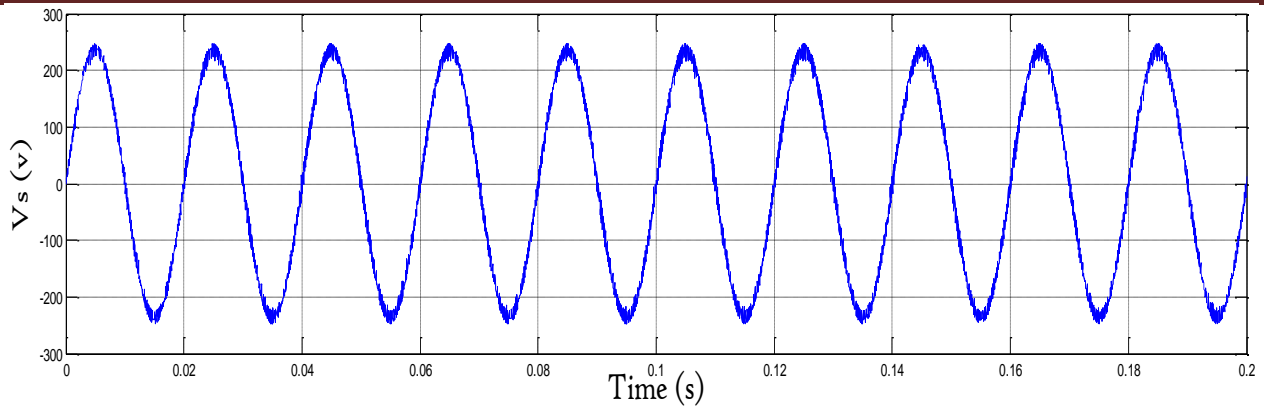


Figure (IV.45) La tension au point de connexion du redresseur

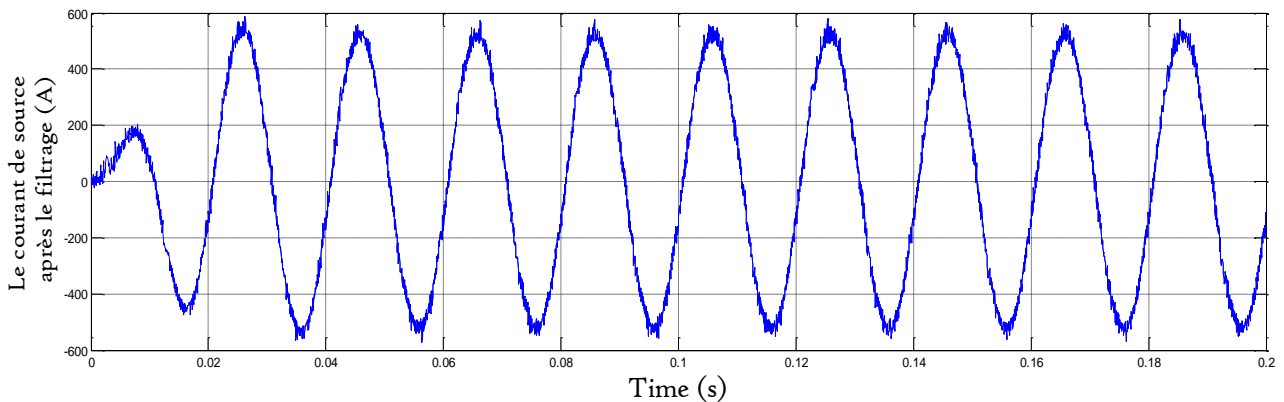


Figure (IV.46) Le courant de source après filtrage

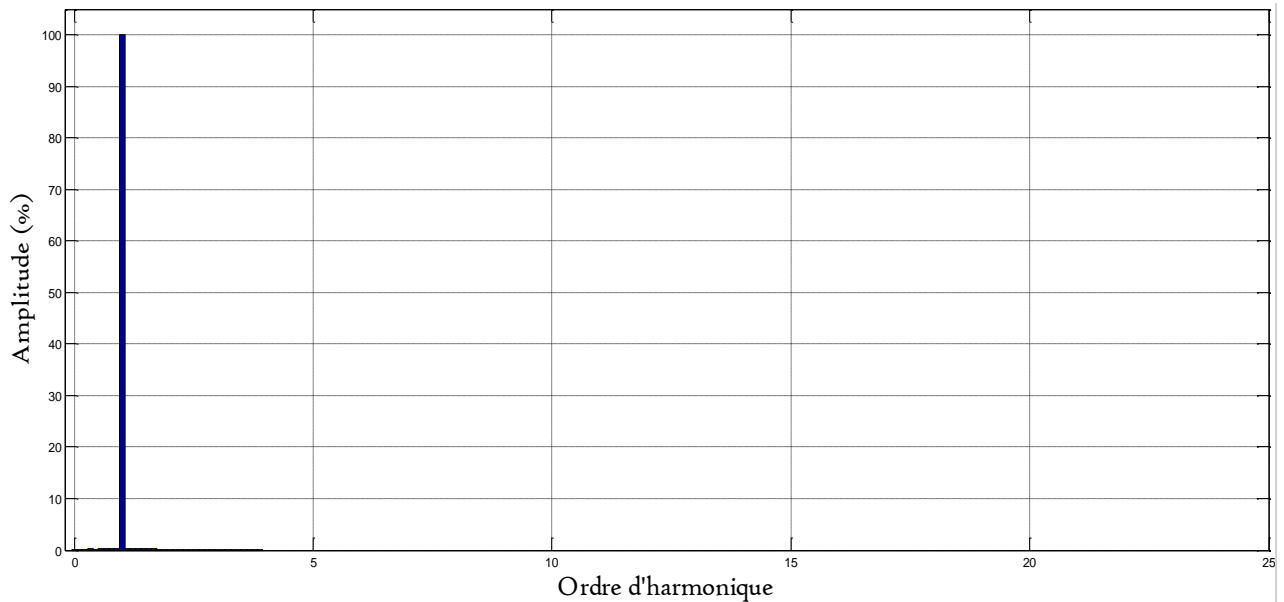


Figure (IV.47) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode dite du référentiel lié au synchronisme, et par la commande MLI on montre :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après la compensation il s'est réduit à 2,42% .
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

## IV.6. Etude de la structure et des stratégies de commande des filtres actif parallèle à cinq niveaux

### IV.6.1. Structure de SAPF à cinq niveaux

La troisième topologie de filtre actif de puissance parallèle est à cinq niveaux avec condensateurs à point milieu. Son schéma de principe est illustré sur la Figure (IV.13).

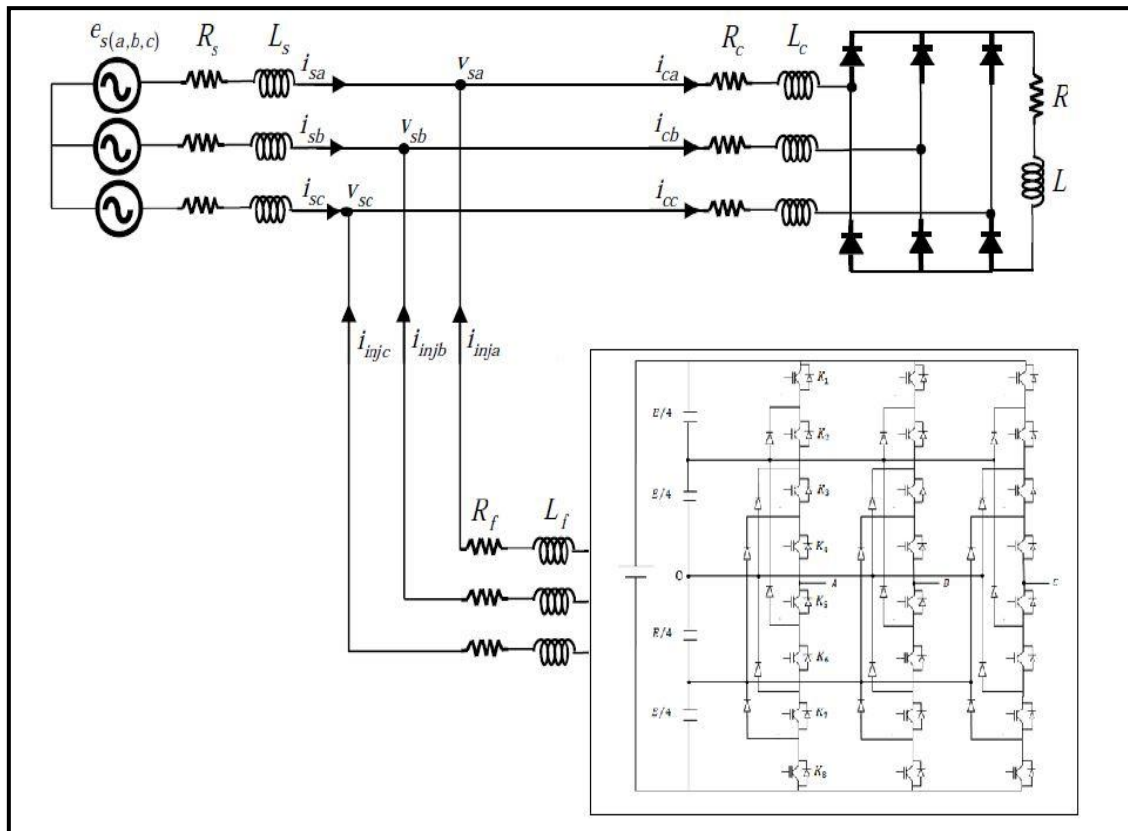


Figure (IV.48) Circuit de puissance du filtre actif parallèle à cinq niveaux proposé [6]

#### IV.6.1.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux

La figure (IV.49) présente l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC dans lequel les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence O.

Cet onduleur est dit à cinq niveaux, car il délivre cinq niveaux de tension ( $+2U_c$ ,  $+U_c$ ,  $0$ ,  $-U_c$ ,  $-2U_c$ ).

Pour l'obtenir on d'une tension de N-niveaux, N-1 capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à  $E/(N-1)$ . Chaque couple d'interrupteurs ( $S_{xy}$ ,  $S'_{xy}$ ) forme une cellule de commutation, ces deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire.

Donc il est constitué de trois bras et quatre source de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs en série et douze diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche.

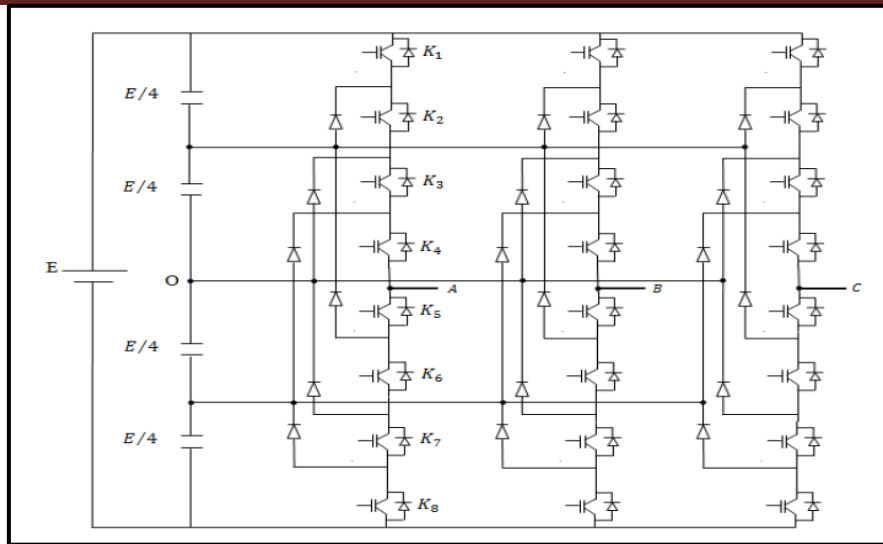


Figure (IV.49) Schéma d'un onduleur à diode flottante à cinq niveaux

#### IV.6.1.2. Modélisation de fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Pour simplifier la modélisation, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé sans a priori sur la commande et on déduira le modèle de la structure globale [25], figure(IV.50).

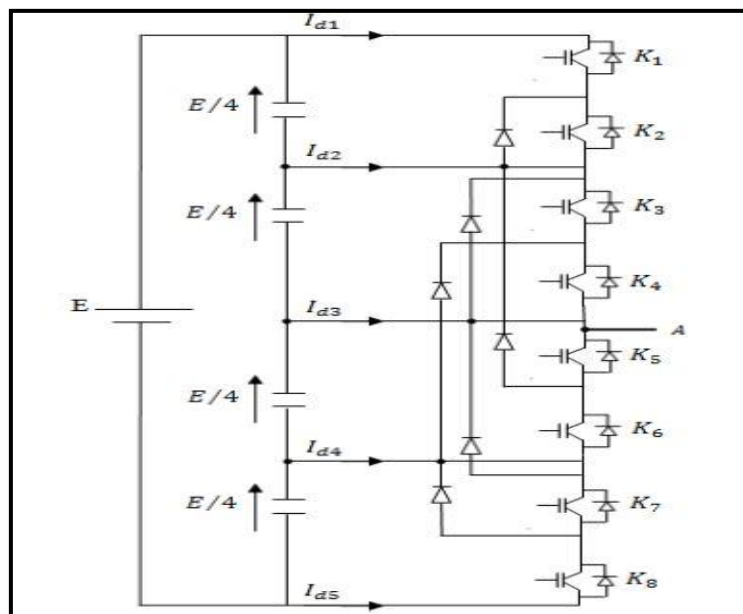


Figure (IV.50) Bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles, pour définir les séquences de fonctionnements de cet onduleur, définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif), par exemple.

La tension simple  $V_{ao}$  est définie par l'état de huit quadruplet qui peuvent être transistor, un GTO ou bien un IGBT ou autre avec une diode en antiparallèle. Les états possibles d'un seul bras d'interrupteurs est de  $2^5 = 32$  états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1. Seules les cinq états suivantes sont possibles [29].

**Première configuration {11110000}**

Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 sont passants et Ka5, Ka6, Ka7 et Ka8 sont bloqués figure (IV.51), la valeur de tension simple  $V_{a0}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{a0} = E/2 \tag{V.1}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka5} = V_{ka6} = V_{ka7} = V_{ka8} = +E/4 \tag{V.2}$$

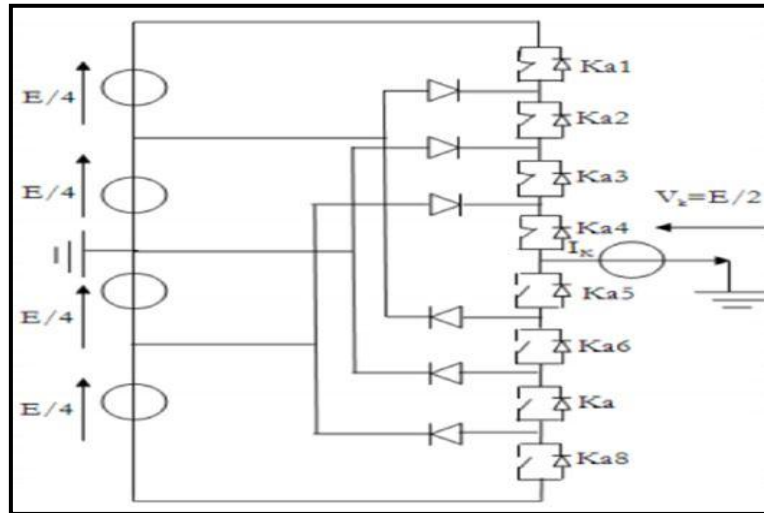


Figure (IV.51) 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **Deuxième configuration {01111000}**

Ka2, Ka3, Ka4 et Ka5 sont passants et Ka6, Ka7, Ka8 et Ka1 sont bloqués (figure IV.52), la valeur de tension simple  $V_{a0}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{a0} = +E/4 \tag{V.3}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka6} = V_{ka7} = V_{ka8} = +E/4 \tag{V.4}$$

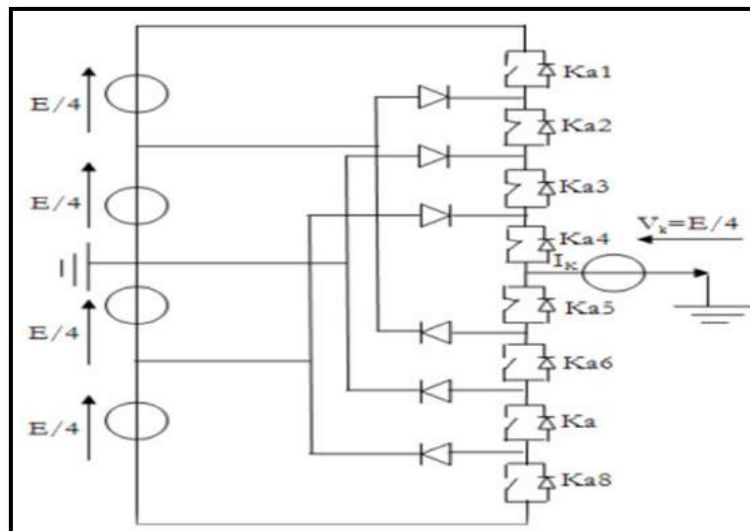


Figure (IV.52) 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **troisième configuration {00111100}**

Ka3, Ka4, Ka5 et Ka6 sont passants et Ka7, Ka8, Ka1 et Ka2 sont bloqués figure (IV.52), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = 0 \tag{V.5}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka7} = V_{ka8} = +E/4 \tag{V.6}$$

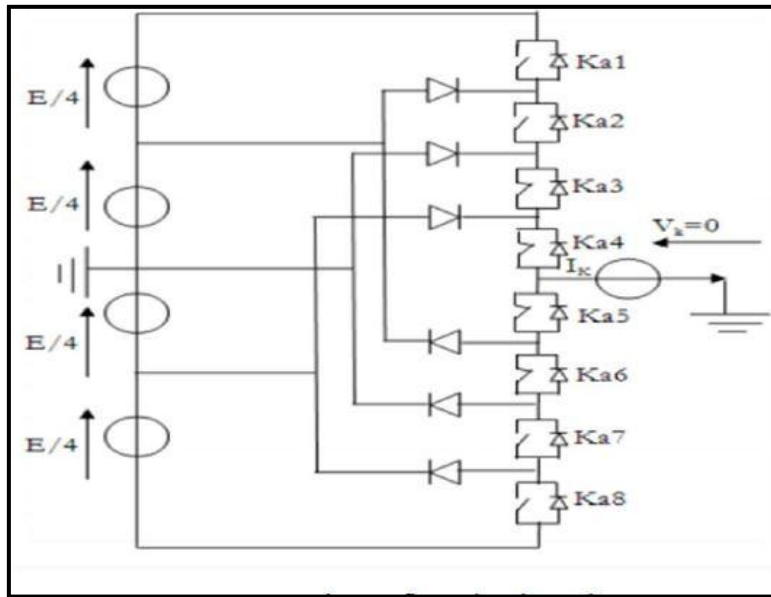


Figure (IV.52) 3<sup>eme</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **quatrième configuration {00011110}**

Ka4, Ka5, Ka6 et Ka7 sont passants et Ka8, Ka1, Ka2 et Ka3 sont bloqués figure(IV.53), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = - E/4$

$$\tag{V.7}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka8} = +E/4 \tag{V.8}$$

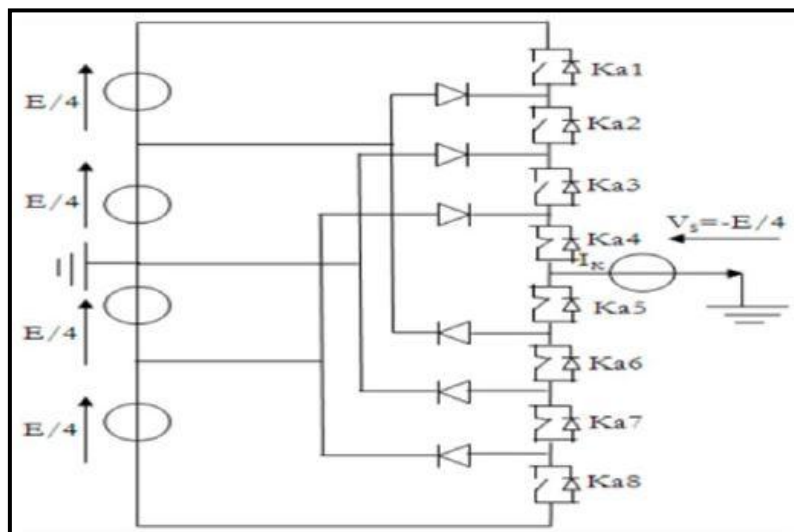


Figure (IV.54) 4<sup>eme</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **Cinquième configuration {00001111}**

Ka5, Ka6, Ka7 et Ka8 sont passants et Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 sont bloqués figure (IV.55), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = - E/2 \tag{V.9}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka4} = +E/4 \tag{V.10}$$

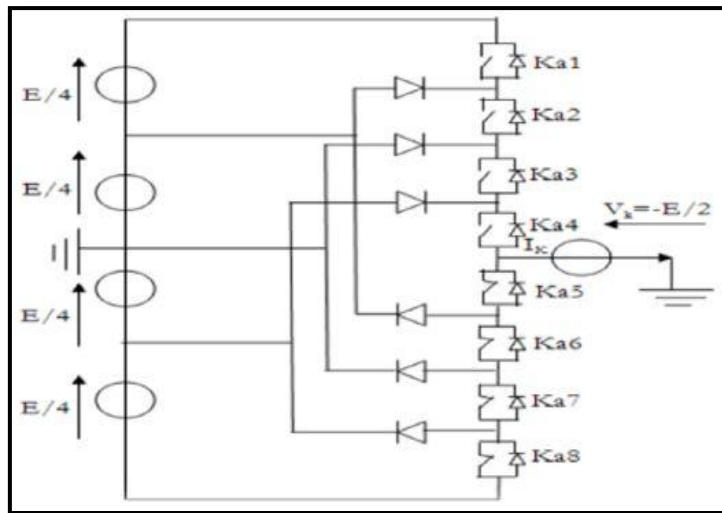


Figure (IV.55) 5<sup>eme</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

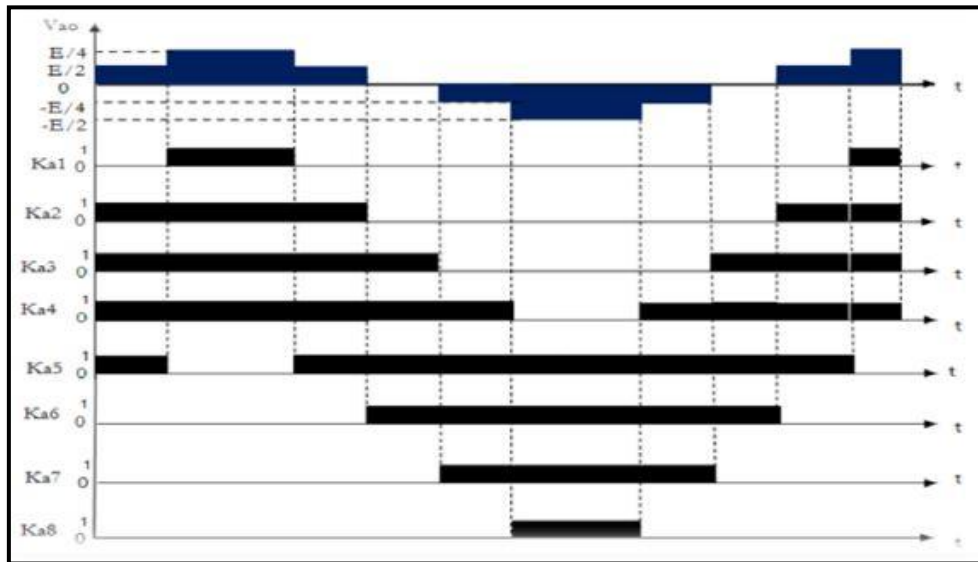


Figure (IV.56) La forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC

### IV.6.2. Stratégie de commande de l'onduleur à cinq niveaux

C'est la même stratégie adoptée pour piloter l'onduleur à deux et trois niveaux, mais cette fois-ci on utilise quatre porteuses triangulaires bipolaires identiques en forme de dents de scie décalées l'une par rapport à l'autre d'une demi-période de hachage.

### IV.6.2.1. Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et à fin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses en dents de scie bipolaires ( $U_{p1}$ ,  $U_{p2}$ ,  $U_{p3}$ ,  $U_{p4}$ ) déphasées d'un quart de période l'une par rapport à l'autre dont les équations sont données par le système suivant: [38]

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{p1}(t) = \left\{ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 1 \right); 0 \leq t < T_p \right\} \\ U_{p2}(t) = \left\{ \begin{array}{l} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \end{array} \right\} \\ U_{p3}(t) = \left\{ \begin{array}{l} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} \right); 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 2 \right); \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{array} \right\} \\ U_{p4}(t) = \left\{ \begin{array}{l} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{array} \right\} \end{array} \right. \quad (V.11)$$

#### V.2.1.1. Algorithme de commande

Pour cet algorithme, le coefficient de réglage  $r$  pour expression :  $\left[ r = \frac{V_m}{V_{Pm}} \right]$ , Cet algorithme peut être résumé aux deux étapes suivantes :

**Première étape** : Détermination des tensions intermédiaires ( $V_{K1}$ ,  $V_{K2}$ ,  $V_{K3}$ ,  $V_{K4}$ ) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\{ \begin{array}{l} V_{refK} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{K4} = \frac{E}{2} \\ V_{refK} < U_{p4} \Rightarrow V_{K4} = \frac{E}{4} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{refK} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = 0 \\ V_{refK} < U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = -\frac{E}{4} \end{array} \right\} \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{refK} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{K3} = \frac{E}{4} \\ V_{refK} < U_{p3} \Rightarrow V_{K3} = 0 \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{refK} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = -\frac{E}{4} \\ V_{refK} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = -\frac{E}{2} \end{array} \right\} \end{array} \right. \quad (V.12)$$

#### Deuxième étape:

Détermination du signal  $V_{KM}$  et des ordres de commande  $B_{KS}$  des interrupteurs

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{KM} = V_{K1} + V_{K2} + V_{K3} + V_{K4} \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{KM} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 1, B_{K4} = 1 \\ V_{KM} = \frac{E}{4} \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 1, B_{K4} = 0 \\ V_{KM} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 0, B_{K4} = 0 \\ V_{KM} = -\frac{E}{4} \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0, B_{K4} = 0 \\ V_{KM} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0, B_{K4} = 0 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (V.13)$$

### IV.6.3. Résultats de simulation

Pour la simulation du modèle de la figure (III.36) sous *Matlab/Simulink*, on a utilisé les paramètres du Tableau (IV.4) ci-dessous:

<i>Paramètre</i>		<i>Valeur numérique</i>
<b><i>Réseau électrique</i></b>	<i>tension <math>V_s</math></i>	240 V
	<i>Fréquence <math>f</math></i>	50 Hz
	<i>Résistance <math>R_s</math></i>	3.63M $\omega$
	<i>Inductance <math>L_s</math></i>	14.12 $\mu$ H
<b><i>Charge perturbatrice</i></b>	<i>Résistance <math>R_c</math></i>	12.87M $\omega$
	<i>Inductance <math>L_c</math></i>	105.98 $\mu$ H
	<i>Résistance <math>R_d</math></i>	0.79 $\Omega$
	<i>Inductance <math>L_d</math></i>	4.84 $\mu$ H
<b><i>Filtre actif parallèle</i></b>	<i>Résistance <math>R_f</math></i>	12.87m $\Omega$
	<i>Inductance <math>L_f</math></i>	450 $\mu$ H
	<i>Tension <math>E</math></i>	200v

Tableau (IV.4). Paramètres de simulation d'un filtre actif à cinq niveaux

#### IV.6.3.1. Résultats de simulation par méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

##### IV.6.3.1.2. Commande par MLI

Les figures suivante représente les résultats de simulation obtenus par la méthode *p-q* pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :

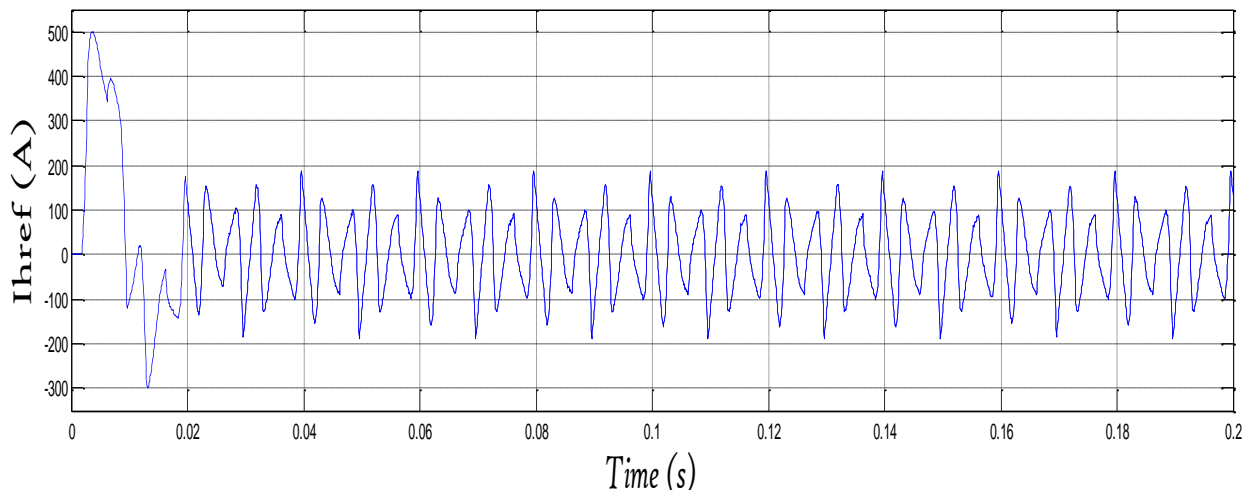


Figure (IV.57) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

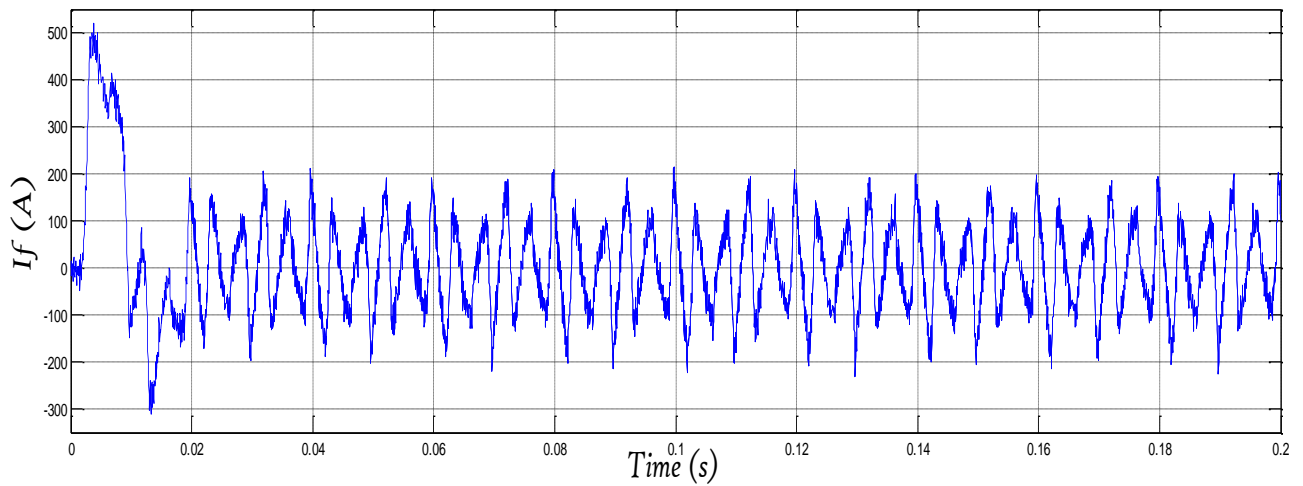


Figure (IV.58) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

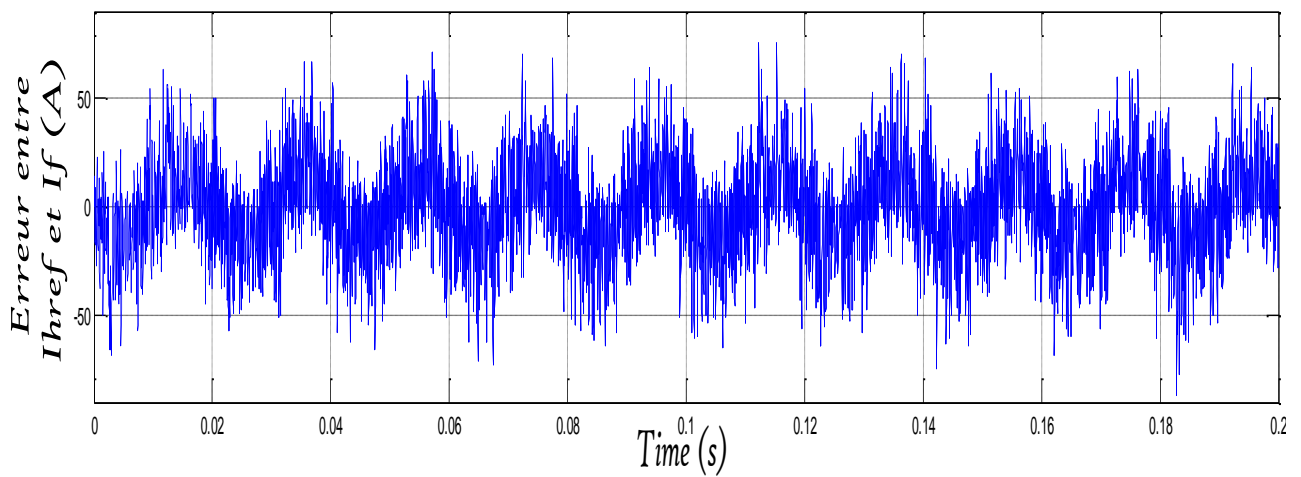


Figure (IV. 59) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

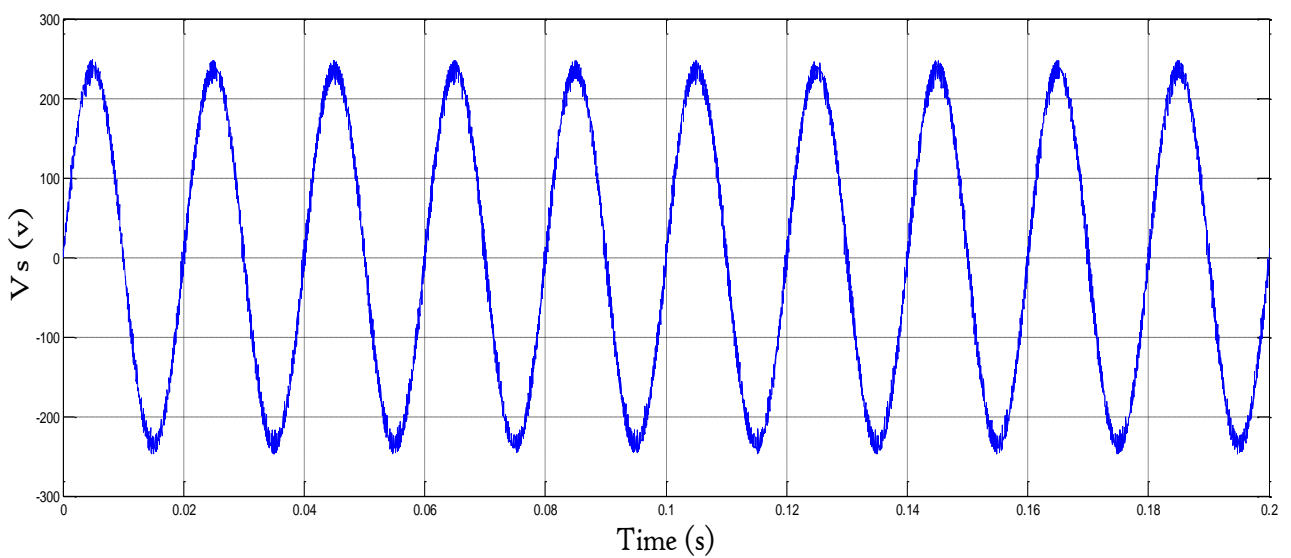


Figure (IV.60) La tension au point de connexion du redresseur

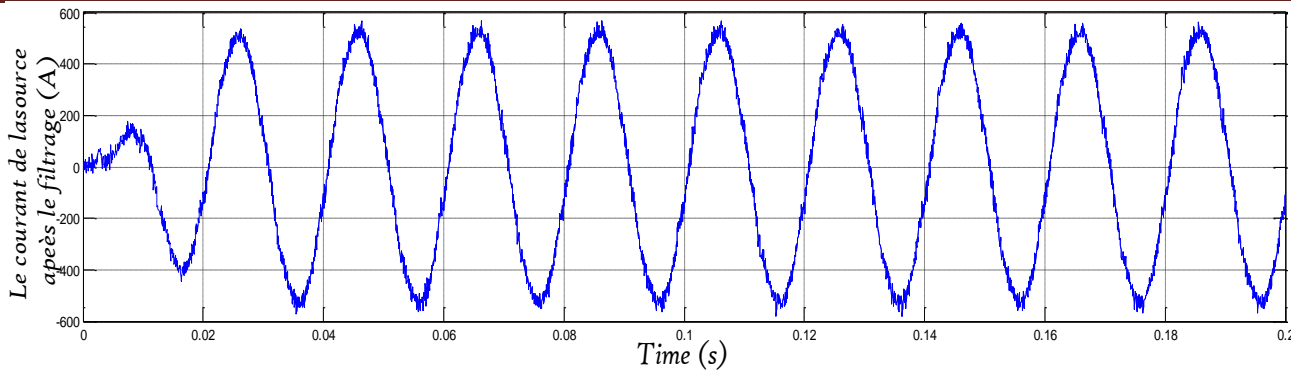


Figure (IV.61) Le courant de source après filtrage

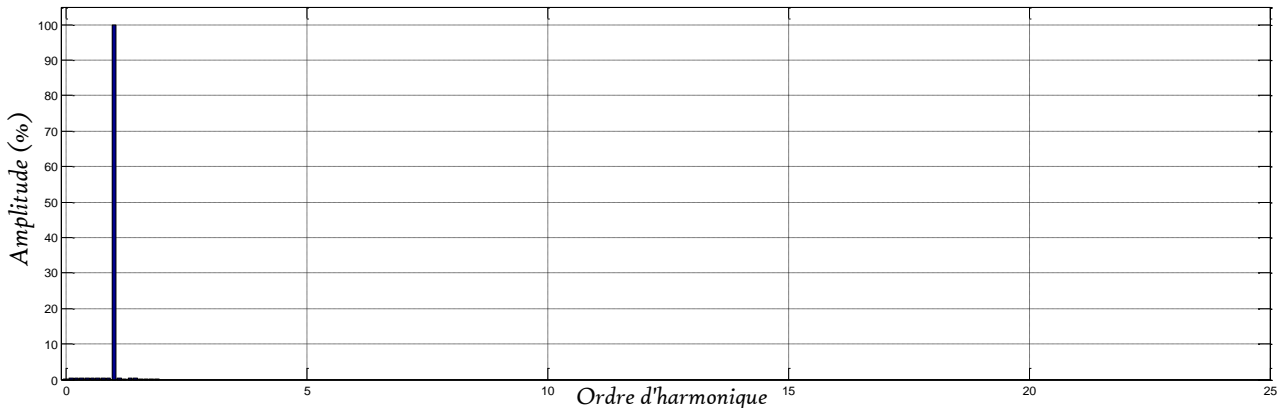


Figure (IV.62) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les même conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode dite du référentiel lié au synchronisme, et par la commande MLI ont montré :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 1,19% .
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

**IV.6.3.2. Résultats de simulation par méthode dite du référentiel lié au synchronisme**

**IV.6.3.1.2. Commande par MLI**

Les figures suivantes représente les résultats de simulation obtenus par la méthode (d-q) SRF pour des tensions équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement :

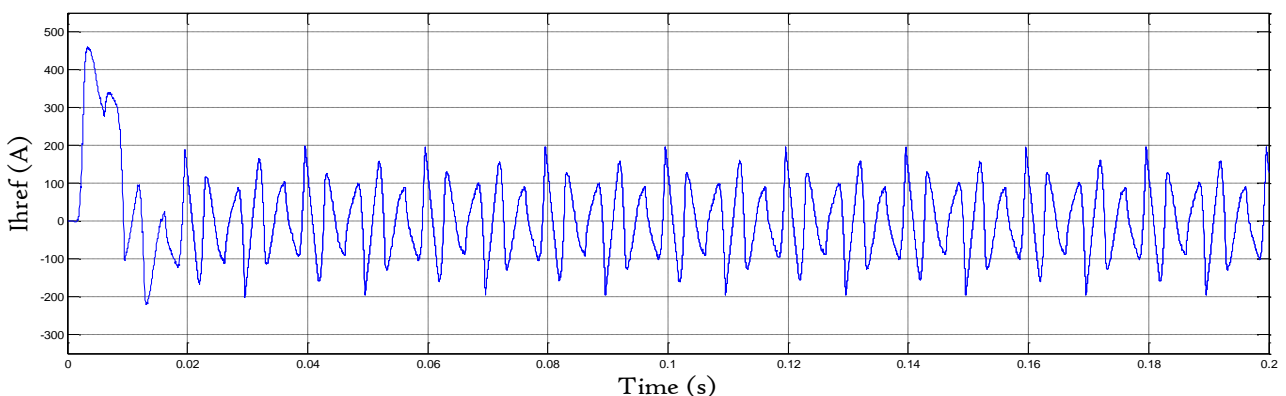


Figure (IV.63) Le courant de la référence ( $I_{href}$ )

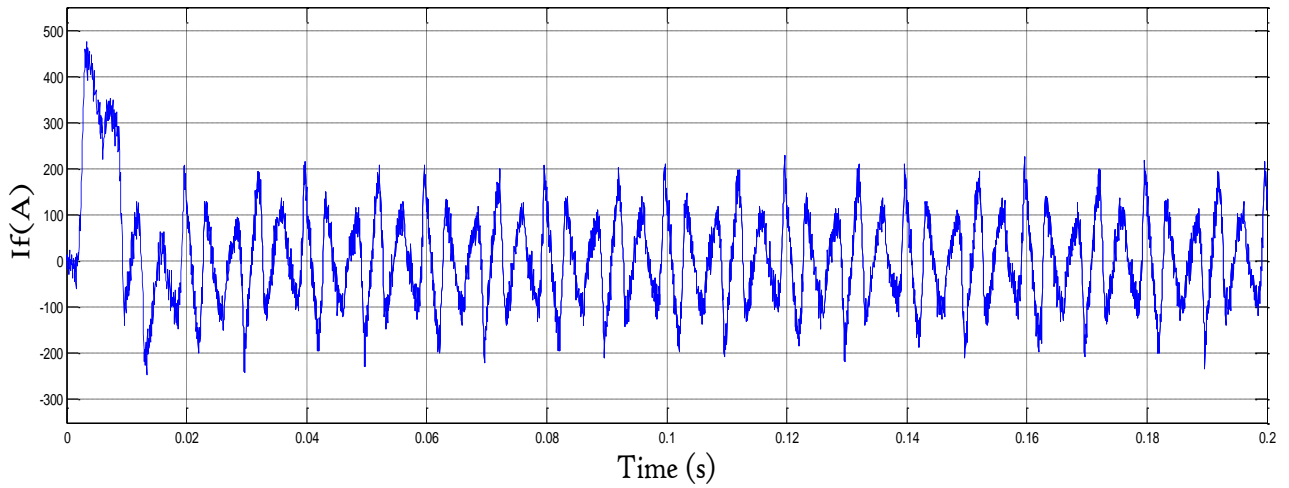


Figure (IV.64) Le courant injecter par filtre ( $I_f$ )

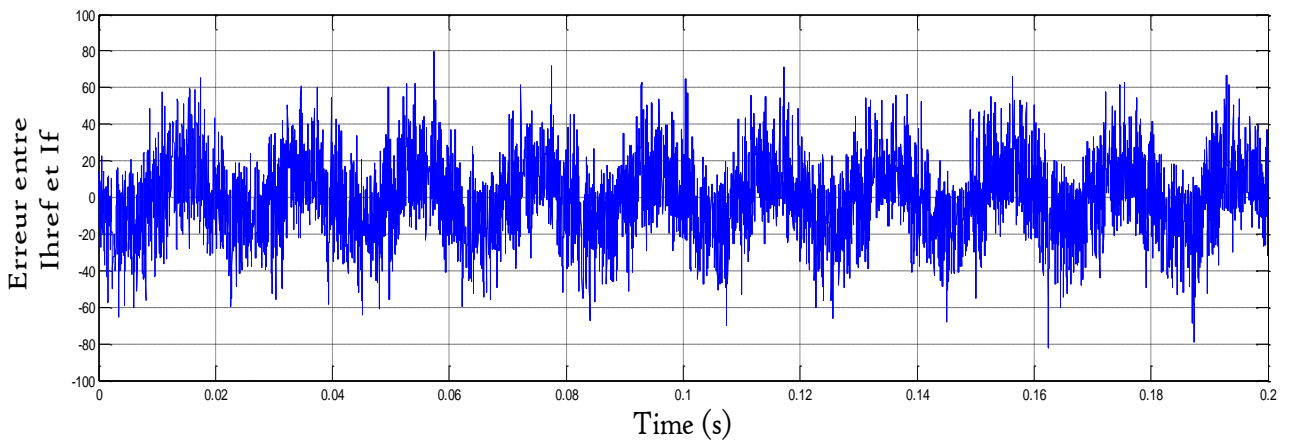


Figure (IV.65) L'erreurs entre le courant harmonique de référence et courant filtre

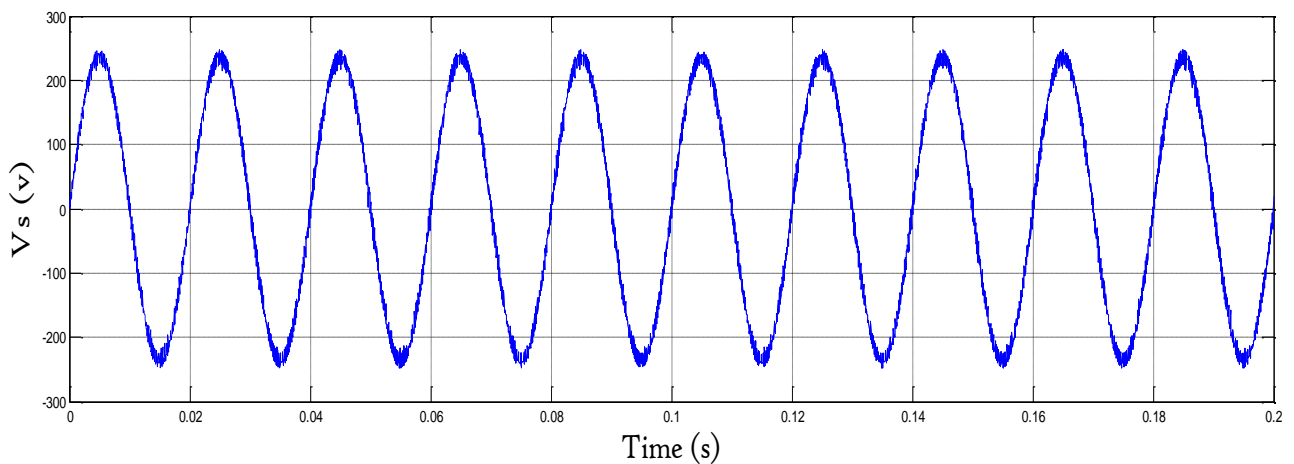


Figure (IV.66) La tension au point de connexion du redresseur

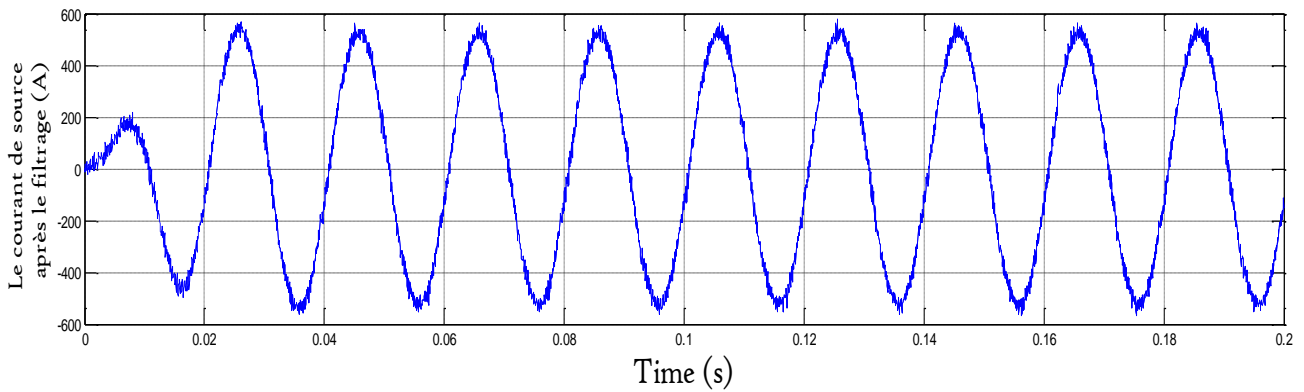


Figure (IV.67) Le courant de source après filtrage

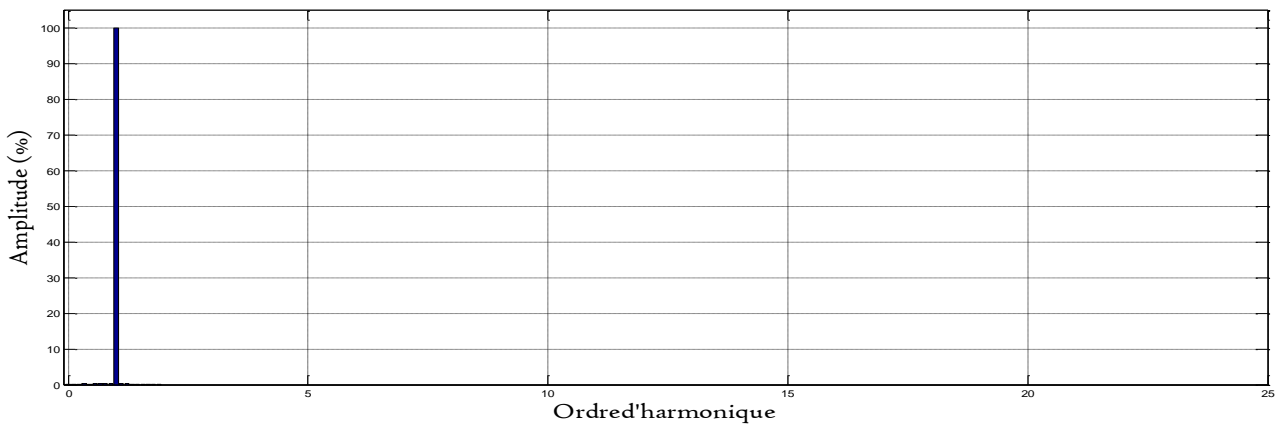


Figure (IV.68) Le spectre harmonique du courant de source après compensation

❖ **Interprétation de résultat de simulation:**

D'après le résultat obtenu par la simulation faite sous les mêmes conditions de fonctionnement du FAP suivant la méthode dite du référentiel lié au synchronisme, et par la commande MLI on montre :

- Ont détectées le courant perturbateurs.
- Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égal à 23.57%, après le compensation il s'est réduit à 0,98% .
- L'amélioration de la forme des courants de source et la tension au point de connexion du charge polluante après le filtrage.

**V.4. Interprétation**

Le tableau ci-dessous présente la synthèse des résultats des différentes simulations obtenus pour la stratégie de commande directe appliquées aux topologies de filtre actif de puissance à onduleur à deux, trois et cinq niveaux.

	<i>Méthode d'identification</i>	<i>onduleur à deux niveaux</i>	<i>onduleur à trois niveaux</i>	<i>onduleur à cinq niveaux</i>
<i>commande par hystérésis</i>	Puissances instantanées	6.46%	3.78%	1.19%
	SRF	6.03%	2.55%	0.98%
<i>commande par MLI</i>	Puissances instantanées	5.76%	3.44%	-----
	SRF	5.69%	2.35%	-----
<i>commande par MLI Vectorielle</i>	Puissances instantanées	5.40%	2.89%	-----
	SRF	5.60%	2.42%	-----

Tableau (IV.5) Synthèse des résultats

D'après les résultats obtenus, on constate que le *THD* avec filtre à cinq niveaux est inférieur à celui à trois niveaux, qui est lui-même inférieur à celui à deux niveaux. Par conséquent, on peut conclure que la qualité de l'énergie électrique s'améliore en passant d'un filtre à faible niveau à un filtre de niveau supérieur, c'est-à-dire pour améliorer la compensation d'énergie électrique on utilise un onduleur de niveau supérieur dans la partie puissance du filtre.

## IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié quelques configurations des filtres actifs multiniveaux. Ces derniers sont basés sur les onduleurs multiniveaux de type NPC (Neutral Point Clpamp Converter). et Nous avons élaboré également un modèle instantané décrivant le fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé triphasé à trois et cinq niveaux, en utilisant la notion des fonctions de connexion des interrupteurs, puis Nous avons présenté dans ce chapitre le schéma global de l'association réseau-Onduleur (trois et cinq niveaux) - Charge après compensation, ainsi que les résultats de simulation et les interprétations obtenues avec les différentes stratégies de commande de l'onduleur à savoir la commande à hystérésis, la commande à MLI(à deux porteuse) et la commande à MLI vectorielle. On constate que dans les trois cas de commande les courants de lignes délivrés par la source.

En fin En faisant une comparaison entre la structure du SAPF à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux, on peut conclure que l'augmentation de niveaux d'onduleur du filtre apporte de bonnes performances sur la qualité de filtrage.



### **Conclusion générale**

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

Ces convertisseurs provoquent une dégradation du facteur de puissance du réseau et génèrent des courants très riches en harmoniques.

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

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'utilisation d'un onduleur multiniveau pour la compensation de l'énergie électrique, pour ce faire nous l'avons partagé en quatre chapitres.

Avant d'aller au cœur de notre objectif, au premier chapitre nous avons effectué une étude théorique sur la problématique des perturbations harmoniques générées par des charges non linéaires connectées aux réseaux électriques, leurs conséquences sur le réseau et l'ensemble du matériel électrique. Puis, nous avons abordés différentes solutions, dont particulièrement le filtre actif parallèle. Des exigences de plus en plus strictes, des industries quant à la qualité de l'énergie, nous obligent à développer de nouvelles structures de filtres actifs plus performantes, afin d'obtenir de meilleurs résultats.

Dans la deuxième phase, nous avons étudié généralement l'onduleur et nous avons consacré à l'onduleur multi niveaux: leur principe de fonctionnement, les déférentes topologies et les stratégies de sa commande.

L'onduleur multi-niveaux peut être utilisé non seulement comme un convertisseur continu alternatif mais aussi comme un dépollueur et un et des compensateurs l'énergie réactive des réseaux électriques.

A la troisième chapitre, nous avons consacré à l'étude du filtre actif parallèle deux niveaux, pour se faire nous l'avons partagé en deux partie: la partie puissance dans la quelle nous avons présenté l'onduleur de tension à deux niveaux, le représentation vectorielle des tension générées par cet onduleur, le système de stockage de l'énergie et le filtre de sortie. la partie commande qui consiste d'abord en l'identification des harmoniques générés par la charge non linéaire. Ce qui nous a mené à développer deux méthode d'identification des courants perturbateurs (la méthode des

## Conclusion Générale

---

puissances instantanées et la méthodes d'identification de la détection synchrone ). A la fin de ce chapitre, nous avons appliqué trois types de commande de l'onduleur (la commande par hystérésis, la commande par MLI et la commande par MLI vectorielle). Toutes nos simulations ont été faites sous environnement Matlab, les résultats que nous avons obtenus révèlent que les trois types de commande (la commande par hystérésis, la commande par MLI et la commande par MLI vectorielle) satisfont largement les normes imposées, nous nous sommes plus intéressés à la commande MLI vectorielle puis la commande MLI car elles donnent des résultats encore meilleurs.

Au quatrième chapitre, nous avons voulu élargir le domaine d'application des filtre actif parallèle du simple niveau à un niveau multiple. Nous d'abord commencé par l'étude générale sur le filtre actif parallèle à trois niveaux, Puis, ont montré les résultats de simulation par les trois type de commande (la commande par hystérésis, la commande par MLI et la commande par MLI vectorielle), Nous sommes ensuite passés à le filtre actif parallèle à cinq niveaux avec sa résultats de simulation par la commande MLI.

Les résultats de simulation ont montré l'intérêt des filtres actifs parallèle multiniveaux à savoir dans la finesse des courbes de courant obtenues, la diminution des ondulations de courant, et l'amélioration remarquable du taux de distorsion harmonique (Cela se confirme par les faibles valeurs du taux de distorsion harmonique obtenu). D'autre part, l'efficacité du filtre actif dépend fortement de la méthode d'identification des courants de référence. La méthode choisie pour identifier les courants harmoniques est celle de dite du référentiel lié au synchronisme. Cette méthode nécessite des tensions de réseau saines pour identifier correctement les harmoniques du courant de charge. Parmi les possibles travaux futurs nous recommandons le développement des nouvelles méthodes de commande, de les comparer entre elles afin de trouver la meilleur.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] François Defay " commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif". Thèse de doctorat , l'institut national polytechnique de Toulouse ,décembre 2008.
- [2] ZELLOUMA LAID." Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé" Mémoire de Magister, Option de Commande des machines électrique. Université de BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2006.
- [3]YOUSFI ABDELKADER."Amélioration de la qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension a cinq niveaux " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option Réseaux Electriques. Université HASSIBA Benbouali de CHLEF, 2008.
- [4]KEBIRI SAMIA." Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option Machine Electrique. Université Mouloud mammeri de TIZI-OUZOU, 2009.
- [5] NEKKAR DJAMEL." Contribution à l'étude des Stratégies de Commande des Filtres Actifs Triphasés" Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Commande des Machines Electrique. Université Mohamed Chérif Messaadia de SOUK-AHRAS , 2013-2014.
- [6] MESBAHI NADHIR." Contribution à l'Etude des Performances des Onduleurs Multi-niveaux sur les Réseaux de Distribution" Thèse de Doctorat, Option Réseaux Electriques. Université Badji Mokhtar de ANNABA, 2014.
- [7] VANYA IGNATOVA, « Méthodes d'analyses de la qualité de l'énergie électrique, application au creux de tension et à la pollution harmonique », Thèse de doctorat de l'UDF. Université JOSEPH FOURIER Octobre 2006.
- [8] BENSLIMANE TARAK." Commande numérique d'un filtre actif parallèle autonome " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option systèmes d'entrainements électrique. Ecole Militaire Polytechnique, 2004.
- [9] HADDAD SALIM." Gestion de qualité d'énergie électrique dans un réseau de transmission " Thèse de DOCTORAT en Electromécanique. Université de BADJI MOKHTAR ANNABA,, 2010.
- [10]KIFOUCHE REZKI."Identification des harmoniques et génération du courant de référence: application au convertisseur statique " Mémoire de Magister en Electricité, Option de équipements électriques industriels. Université M'HAMED BOUGUARRA BOUMERDES, 2005.
- [11] ARIOUA DAOUAH." Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèles" Mémoire de Master en Electricité, Spécialité de Ingénierie des systèmes électromécanique. Université M'SILA, 2013.
- [12] S.H. Shahalami, "Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Novembre 2001.
- [13] ABDELATIF MED ELHADI." Etude comparative des différentes méthodes de compensation active d'énergie électrique" Mémoire de Master en Electricité, Spécialité de ingénieur des systèmes électromécanique. Université M'SILA, 2014.
- [14] T. Gouraud, "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes,

## BIBLIOGRAPHIE

---

Université de Nantes, Janvier 1997.

[15] DJAFFAR OULD ABDESLAM, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de doctorat de l'université de Haute Alsace 08 décembre 2005.

[16] KAMEL ALIOUANE, "Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle", Thèse de doctorat l'INP de lorraine, Nancy, 1995.

[17] ABD ELMADJID. Chaoui, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires", Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Octobre 2010.

[18] H. Sakkou « Conception d'une compensatrice active multifonction corrigeant toutes les perturbations en tension générées par les charges non linéaires et les fours à arc », Mémoire comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie électrique. Université de Québec 2007.

[19] tadjer AHMED." Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque "GPV" thèse de Magister en Génie Electrique, Option de équipements Electriques Industriels. Université de M'HAMED BOUGUARRA BOUMERDES, 2008.

[20] BOUGUERRA Samir et BOURENNANE Ibrahim." Filtrage actif parallèle des réseaux électrique avec compensation de l'énergie réactive " mémoire de MASTER en Génie Electrique, Spécialité COMMANDE ELECTRIQUE. Université de M'SILA, 2007.

[21]Kamel Merabet « Commande d'unduleurs triphasés basée sur la dispersion de la tension Triphasée », mémoire présentée à l'université du Québec a Trois-Rivières Comme Exigence Partielle de la maîtrise en génie électrique Maîtrise. Université du Québec, 2011.

[22] BERREZZEK FARID." Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Commande des machine Electriques. Université de BADJI MOKHTAR – ANNABA, 2006.

[23] Abdelkader Boukaroura « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph », mémoire Présenté pour l'obtention du Diplôme de magister en électrotechnique. Université Ferhat Abbas de Sétif.2009.

[24] TOUMI Mohamed." Application des onduleur multiniveaux dans les système de chauffage par induction" *Analyse, Modélisation et Commande* " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Commande Electrique. Université de Batna, 2012.

[25] Boucheritte wafa." Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Energies renouvelables. Université Mohamed Khider – Biskra.

[26] OUAKAF AHMED." Etude comparative des onduleurs multi niveaux Cascade et NPC " Mémoire de Master en Electrotechnique, Spécialité de Commande des Systèmes Electriques. Université de M'sila, 2014.

[27] DIAF Youssouf BEN ANTER DJamal." Modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multiniveaux " Mémoire de Master, Spécialité de Electrotechnique Industriel. Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.

[28] Zerrouki YOUCEF." Amélioration de la qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension multi-niveaux" Mémoire de Master en Electromécanique, Spécialité Ingénierie des systèmes Electromécanique. Université MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA, 2015.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [29] BEN ZEMAMOUCHE HOURIA." Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT" Thèse de Magister en Electromécanique, Option de Electromécanique. Université BADJI MOKHTAR ANNABA, 2010.
- [30] Y.A. Lamine," Détection de défaut des convertisseurs de puissance « Application au filtre actif parallèle » " mémoire de ingénierie université M'sila, 2014.
- [31] Bezzalla Amel et 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 de Master en Electrotechnique, Option de Electromécanique. Université de M'sila, 2009.
- [32] BOUMEDDIENE Iliès Rabah." Commande d'un onduleur triphasé « Etude Expérimentale » " Mémoire de Master en Electrotechnique, Spécialité Ingénierie des systèmes Electromécanique. Université de M'sila, 2014.
- [33] GUERFI YOUCEF." Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue " Mémoire de Magister en Electromécanique, Option Electromécanique. Université BADJI MOKHTAR ANNABA, 2009.
- [34]BADACHE Zohir et SACI Abdeslam." Etude et simulation d'un filtre actif parallèle en utilisant un onduleur à trois niveaux a structure NPC pour la compensation des courants harmoniques) " Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Electromécanique. Université de M'sila, 2006.
- [35] H. Buhler, "Convertisseurs statiques", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne ,1991.
- [36] Mohamad Alaa Eddin Alali." Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension" Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Spécialité de Electrotechnique. Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.
- [37] RACHID AZAIZIA." Etude et Commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux " Thèse de Magister en Génie Electrique, Option Equipements Electriques Industriels. Université M'HAMED BOUGARA BOUMERDES, 2008.
- [38] NEGUEZ Nabil et DEHMECHE Ibrahim Abderrahmen." Utilisation d'un onduleur multiniveaux à diodes flottantes comme un filtre actif " Mémoire de Master en Electrotechnique, Option de Electromécanique. Université de M'sila, 2008.
- [39]GUENDOOUZ HALIM." Compensateurs actif des réseaux électrique basse tension " Thèse de Magister en Electromécanique, Option Machine Electrique. Université BADJI MOKHTAR ANNABA, 2008.

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

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

**Proposé et dirigé par : Mr.CHOUAF Fethi**

**Présenté par : TIAIBA Abd elbassit**

**Thème**

**Utilisation d'un onduleur multiniveau pour la compensation  
de l'énergie électrique**

**Résumé :**

Ces dernière années, l'utilisation des convertisseurs statiques est en forte progression. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux au réseau. Ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques, provoquant des dysfonctionnements au niveau des équipements électriques.

Dans ce mémoire, nous somme consacré au traitement sur le développement des moyens modernes de dépollution des réseaux électriques. Celles-ci vont permettre d'améliorer la qualité de l'énergie électrique par l'utilisation des filtres actifs parallèles, pour compenser les harmoniques de courants.

Pour cella, On à développer de nouvelles structures de filtres actifs parallèles, reposant sur l'utilisation des onduleurs multiniveaux, comme filtre actif parallèle. Dans ce contexte, nous aborderons les structures de différents filtres actifs parallèles (à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux) en vue de réduire le taux d'harmonique en courant avec deux méthodes de compensation la méthode des puissances active et réactive instantanées et la méthode du référentiel lie au synchronisme. Nous mettrons en évidence quelques stratégies de commande de l'onduleur multiniveau.

L'objectif de cette étude est de démontrer comment un onduleur multiniveaux commandé par la stratégie Hystérésis ,MLI ou par MLI vectorielle peut être utilisé comme un compensateur du courant et de l'énergie réactive simultanément.

**Mots clés :** Pollution Harmonique, Qualité de l'Energie, Filtre Actif Parallèle, Onduleur Multiniveaux,, la méthode des puissances active et réactive instantanées, la méthode du référentiel lie au synchronisme, Commande à hystérésis, Commande à MLI vectorielle, Commande à MLI .

**N° d'ordre :** ISE\_185