

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



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**COMPENSATION DU COURANT HARMONIQUE
GENERE PAR UNE CHARGE NON LINEAIRE**

Proposé et dirigé par :
-Monsieur: Fethi Chouaf

Présenté par :
- Bedir Zouheir
- Rhaskali Walid
- Benlembarak Bilal

Année Universitaire : 2010 / 2011

Remerciement

Nous représentons nos profondes gratitude à Dieu qui nous a aidé à réaliser ce travail.

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

Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.

Mes remerciements vont également à tous mes enseignants de l'université de M'Sila pour leurs conseils et surtout leur compréhension.

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

Sommaire

	<i>Page</i>
<i>Introduction générale</i>	01
CHAPITRE I : Méthodes de compensation des harmoniques	
I.1 Introduction	03
I.2. Définition de la pollution harmonique.....	04
I.3. Origine des harmoniques.....	04
I.3.1. Charge non-linéaire.....	04
I.3.2. Déformation d'un signal sinusoïdal.....	05
I.4. Mode de représentation: Le spectre en fréquence	04
I.5 Caractéristiques du courant, tension et perturbations harmoniques.....	06
I.5.1. Valeurs efficaces.....	06
I.5.2. La puissance apparente.....	07
I.5.3. Les puissances actives, réactives et déformantes.....	07
I.5.4. Facteur de puissance.....	08
I.5.5. Taux d'harmonique du rang h.....	09
I.5.6. Taux d'harmonique global de distorsion	09
I.6. Perturbations induites par les charges non-linéaires.....	09
I.6.1. La propagation des harmoniques sur les réseaux.....	10
I.7. Conséquences des harmoniques.....	11
I.7.1. L'impact économique de ces perturbations	12
I.7.2. En pratique, quels harmoniques mesurer et combattre.....	13
I.8. Norme et Réglementation	13
I.9. Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	16
I.9.1. Solutions classiques.....	16
I.9.1.1. Filtrage passif	17

I.9.1.2. Filtrage résonant	19
I.9.1.3. Filtrage amorti	19
I.9.2. Solutions modernes ; Les filtres actifs.....	21
I.9.2.1. Le filtre actif parallèle (F.A.P)	22
I.9.2.2. Le filtre actif série (F.A.S)	23
I.9.2.3. La combinaison parallèle-série actif (UPQC)	23
I.9.2.4. Le filtre hybride	24
I.9.2.4.a. Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	25
I.9.2.4.b. Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	26
I.9.2.4.c. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	27
I.10.Choix du filtre approprié à utilisé.....	28
I.11.Conclusion	29

CHAPITRE II : Etude de redresseur à diodes comme une charge polluante

II.1. Introduction	30
II.2. Les interrupteurs de puissance	32
II.2.1. Définition	32
II.2.2. L'interrupteur idéal de puissance	32
II.2.3. L'interrupteur réel de puissance	33
II.2.4. La diode.....	33
II.2. 4.1. L'étude des caractéristiques de la diode.....	33
II.2. 4.1.a. Caractéristique courant-tension d'une diode parfaite.....	33
II.2. 4.1.b. Caractéristique de la diode réelle.....	35
II.2.5. Le Thyristor	36
II.2. 5.1 Les caractéristiques des thyristors.....	36
II.2. 5.2. Le thyristor Ordinaire	36
II.2.5.3. Le thyristor GTO (Gate Turn Off).....	37

II.2.6. Commande interne ou externe d'un interrupteur.....	37
II.2.6 .1. Spontané.....	37
II.2.6 .2. Forcé ou provoqué.....	37
II.2.7. Diodes de redressement.....	38
II.3. Les redresseurs (rectifieurs).....	38
II.3.1. Définition des redresseurs	38
II.3. 2. La relation entre les redresseurs et les courants harmoniques.....	38
II.3. 3. Classement des redresseurs	41
II.3.4. Les types de montages redresseurs	42
II.3.5. redresseurs simple alternance : montage P3.....	42
II.3.5.1.Etude de la tension redressée	43
II.3.5.2.Etude des courants	44
II.3.6. Redressement parallèle double ou en pont montage PD3	46
II.3.6.1. Etude de la tension redressée	47
II.3.6.2 Etude des courants	49
II.4. Développement en série de fourrier (harmonique courant).....	51
II.5.Conclusion.....	53

CHAPITRE III : Identification des courants harmoniques

III.1. Introduction	54
III.2. Structure générale d'un filtre actif parallèle.....	54
III.3.Classification des méthodes d'identification	55
III.3.1. Méthodes du domaine fréquentiel	56
III.3.2. Méthodes du domaine temporel.....	56
III.4. La stratégie d'identification.....	56
III.5. Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques	57
III.6. Le système à base de PLL.....	58
III.7.Détermination des courants harmoniques de référence.....	58

III.8.b Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées.	59
III.8.1. Généralités sur les puissances instantanées	59
III.8.2. Séparation des puissances perturbatrices	63
III.8.3. Calcul des courants perturbateurs	64
III.9. Conclusion	65

CHAPITRE IV : La commande du filtre actif parallèle

IV.1. Introduction	66
IV.2. Les onduleurs	66
IV.2.1. Onduleur de tension triphasé	67
IV.2.1.1. Structure générale	67
IV.2.1.2 Tension de sortie	70
IV.2.1.3 Les courants d'entrées	70
IV.3. La commande de l'onduleur	71
IV.3.1. Commande en pleine onde	71
IV.3.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	72
IV.3.3. Commande par hystérésis	74
IV.3.3.1. La commande conventionnelle par hystérésis	74
IV.3.3.2. La commande par hystérésis modulée	75
IV.4. Régulation de la tension continue	76
IV.5. La régulation du courant du filtre actif parallèle	77
IV.6. Conclusion	78

CHAPITRE V : Simulation

V.1. Introduction	79
V.2. Réalisation de simulation	80

V.3. Paramètres du réseau	81
V.4. Paramètres de la charge polluante	81
V.5. Paramètre du filtre actif	81
V.7. La méthode d'identification du courant	87
V.8. Résultats de simulation de l'identification.....	87
V.8.1. Les puissances instantanées.....	87
V.8.1.2. Les courants harmoniques de référence	89
V.8.1.3. Résultats de la simulation par commande à hystérésis.....	91
V.9. Conclusion	94
Conclusion générale	95
Annexe I	96
Annexe II	98
Bibliographies	99

LISTE DES TABLEAUX

Tableau. I.1. Limites des composantes harmoniques en courant.....	15
Tableau. I.2. Limites des émissions de courants harmoniques.	15
Tableau. I.3. Comparaison entre les filtres passifs, actifs, et hybrides.	28
Tableau. II.1. Caractéristiques de diodes de redressement.	38
Tableau. III.1 : Comparaison entre les méthodes d'identification des harmoniques.	57
Tableau. IV.1. Tension de sortie de l'onduleur.	70

LISTE DES FIGURES

Fig. I.1. Spectre d'un signal de composante fondamentale 50 Hz, et comportant des harmoniques du rangs 3 (150 Hz), 5 (250 Hz), 7 (350 Hz) et 9 (450 Hz).....	06
Fig. I. 2. Schéma unifilaire représentant l'impédance du circuit d'alimentation "vu par" l'harmonique du rang h.....	09
Fig. I.3. Schéma d'une installation alimentant une charge non-linéaire, pour laquelle on ne considère que les phénomènes liés à la fréquence 50 Hz (fréquence fondamentale).	10
Fig. I.4. Schéma de la même installation, pour laquelle on ne considère que les phénomènes liés à la fréquence de l'harmonique du rang h.	10
Fig. I.5. Circulation des courants harmoniques dans un réseau.	11
Fig. I.6.Représentation de raccordement des charges déformantes.	17
Fig. I.7.Principe d'utilisation d'un filtre passif.....	18
Fig. I.8. Filtres résonants agissant sur plusieurs rangs harmoniques.....	19
Fig. I.9 : Structure du filtre amorti.	20
Fig. I.10.Principe d'utilisation d'un filtre actif.	21
Fig. I. 11 : Filtre actif parallèle.	22
Fig. I. 12: Filtre actif série.	23
Fig. I. 13: Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)	24
Fig. I.14. Principe d'utilisation d'un filtre hybride.	25
Figure. I. 15. Combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre passif parallèle.....	26
Figure. I.16. Combinaison d'un filtre actif en série avec un filtre passif parallèle.	26
Figure. I.17.Combinaison du filtre actif parallèle et du filtre passif parallèle.....	27

Fig. II.1. Le symbole de diode.	33
Fig. II.2. Caractéristique courant-tension d'une diode idéale.	34
Fig. II.3. Graphe tension-courant.	35
Fig. II.4. Symbole de thyristor.	36
Fig. II.5. Caractéristiques des thyristors.	36
Fig. II.6 Courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graëtz débitant un courant continu parfait sur charge très inductive.	39
Fig. II.7. Courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graëtz suivi d'un condensateur.	39
Fig. II.8. Redresseur simple alternance. Montage parallèle P3.	42
Fig. II.9. Montage P3 : tension redressée.	43
Fig. II.10. Montage Pq - Courant dans une diode.	45
Fig. II.11. Redresseur à Diodes (pont de Graëtz) avec charge RL.	46
Fig. II.12. Montage PD3 - tension redressée.	48
Fig. II.13. Montage PDq - Courant au secondaire du transformateur (enroulement 1).	50
Fig. II.14. La forme rectangulaire de courant d'entrée de pont a diodes.	51
Fig. III.1 : Structure générale d'un filtre actif parallèle.	55
Fig. III.2. Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode classique des puissances active et réactive instantanées.	59
Fig. III.3. Deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique.	63
Fig. IV.1. Onduleur triphasé en pont à transistors.	67
Fig. IV.2. Interrupteurs de puissance.	68
Fig. IV.3. Structure générale d'un onduleur de tension triphasé.	68
Fig. IV.4. Principe de commande par MLI.	72
Fig. IV.5. Répartition des commutations sur un bras d'un onduleur.	73
Fig. IV.6. Principe de commande des courants par hystérésis.	74
Fig. IV.7. Commande par hystérésis modulée.	75
Fig. IV.8. Boucle de régulation de la tension continue.	77
Fig. V.1. Schéma global d'un filtre actif parallèle.	80
Fig. V.2. Schéma du redresseur non contrôlé.	82
Fig. V.3. Tension redressée et tensions triphasées au point de connexion du redresseur.	82
Fig. V.4. Les courants de lignes i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}	83
Fig. V.5. Les spectres fréquentiels des courants i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}	84
Fig. V.6. Courant de charge i_{ch} et son spectre de fréquence.	85

Fig. V.7. Schéma bloc de la méthode d'identification du courant.	86
Fig. V.8. Puissance active instantanée et sa Composante harmonique	86
Fig.V.9. Spectres d'harmoniques de Puissance active instantanée et sa Composante harmonique.....	87
Fig.V.10. Puissance réactive instantanée et sa Composante harmonique.	87
Fig.V.11. Spectres d'harmoniques de Puissance réactive instantanée et sa Composante harmonique.	87
Fig.V.12. Les courants harmoniques de référence i_{h1} , i_{h2} et i_{h3}	88
Fig. V.13. Les spectres des courants harmoniques de référence i_{h1} , i_{h2} et i_{h3}	89
Fig. V.14. Les courants injectés par l'onduleur i_{f1} , i_{f2} et i_{f3}	90
Fig.V.15. Les spectres des courants injectés par l'onduleur i_{f1} , i_{f2} et i_{f3}	91
Fig. V.16. Courant de source i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} après filtrage.	92
Fig.V.17. Spectre fréquentiel pour le courant de source i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} après filtrage.	92

Liste des symboles et abréviations

- I_0 : Valeur de la composante continue. (A)
- $I_{n,h}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang n ou h. (A)
- ω : Pulsation de la fréquence fondamentale.
- φ_n : Déphasage de la composante harmonique à $t = 0$.
- V_{eff} : La valeur efficace de la tension. (V)
- V_n : Valeur efficace de tension harmonique de rang n . (V)
- I_{eff} : La valeur efficace du courant. (A)
- S : Puissance apparente (VA).
- P : Puissance active (W).
- φ_h : Déphase de la tension harmonique d'ordre h sur le courant harmonique d'ordre h.
- α_h : Phase initiale de la tension harmonique d'ordre h,
- β_h : Phase initiale du courant harmonique d'ordre h,
- Q : Puissance réactive (VAR).
- D : Puissance déformante.
- F : Facteur de puissance.
- α_h : Phase initiale de la tension harmonique d'ordre h,
- β_h : Phase initiale du courant harmonique d'ordre h,
- Z_h : Impédance du circuit d'alimentation d'ordre h,
- U, V, U', V' : Les valeurs efficaces des tensions d'entrées et sorties (réglable) continues ou alternatives. (V)
- f' : la fréquence d'une source alternative. (Hz)
- T_e : Période de commutation. (s)
- V_d : La tension directe de la diode. (V)
- I_d : Le courant direct de la diode. (A)
- V_{AK} : La différence de potentiel entre les bornes de diode ou thyristor. (V)
- I_1 : Le courant à la fréquence fondamentale.
- δ : l'angle de retard à l'amorçage. (Rad)
- U_{ch} : La tension de la charge du redresseur ou la tension redressée.
- I_{ch} : Le courant de la charge du redresseur ou le courant de sortie.

- U_{max} : L'amplitude maximale de la tension redressée. (V)
- V : La valeur efficace des tensions simples. (V)
- $U_{ch\ moy}$: La valeur moyenne de la tension de sortie. (V)
- $U_{ch\ eff}$: La valeur efficace de la tension de sortie. (V)
- $V_{s1,2,3}$: Les tensions simples de source alternative. (V)
- $i_{s1,2,3}$: L'intensité des courants de la source alternative. (A)
- $V_{D1,\dots,6}$: Les tensions aux bornes des diodes. (V)
- $i_{D1,\dots,6}$: Les courants des diodes. (A)
- $I_{D\ moy}$: La valeur moyenne du courant dans une diode. (A)
- $I_{D\ eff}$: La valeur efficace du courant dans une diode. (A)
- $I_{s1\ moy}$: La valeur moyenne du courant de ligne. (A)
- $I_{s1\ eff}$: La valeur efficace du courant de ligne. (A)
- $I_{sf1,eff}$: La valeur efficace du courant fondamental. (A)
- $I_{h1,2,3\ eff}$: Les valeurs efficaces des courants harmoniques. (A)
- L : Inductance (H).
- C : Capacité (F).
- R : Résistance (Ω).
- $P_{\alpha\beta p}$: Puissance instantanée active selon l'axe (α, β).
- $P_{\alpha\beta q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe (α, β).
- \bar{p} : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant (W).
- \bar{q} : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant (VAR).
- \tilde{p}, \tilde{q} : Puissance alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.
- f_0 : La fréquence de coupure.(Hz)
- $i_{c\alpha\beta,h}$: Les courants harmoniques biphasés. (A)
- $v_{s\alpha,\beta}$: Les tensions de source en système(α, β). (V)
- $i_{c1,2,3}$: Les courants harmoniques triphasés. (A)
- i_d : Les courants d'alimentation de l'onduleur. (A)
- $i_{f1,2,3}$: Les courants d'harmoniques à injectés. (A)
- $V_{f1,2,3}$: Les tensions de sorties à l'onduleur. (V)
- V_c : Tension continue d'alimentation de l'onduleur. (V)
- $[V_f]_{n,M}$: Les vecteurs des tensions triphasées.
- $[C]$: Le vecteur des variables logiques.
- f_p : La fréquence de la porteuse.(Hz)

Abréviations :

CEM : Compatibilité électromagnétique.

CEI : Commission Electrotechnique Internationale

CEF : Commission Electrotechnique Française

CENELEC : Comité Européen de Normalisation Electrotechnique

UTE : Union Technique de l'Electricité

CE : Communauté Européenne.

CF : La commande à la fermeture.

CO : La commande à l'ouverture.

trr : Reverse recovery time.

Qrr : Reverse recovery charge.

Pq : redresseur "simple alternance" ;

PDq : redresseurs "en pont" avec source étoilée ;

Sq : redresseurs "en pont" avec source polygonale.

PLL : Phase locked loop.

THD : Total harmonic distorsion.

IGBT : Insolated gate bipolar transistor.

GTO : Gate turn off thyristor.

PWM : pulse width modulation).

MLI : Modulation de largeurs d'impulsions.

UPQC : Unified power quality conditionner.

F.P.B : Filtre passe-bas.

F.P.H : Filtre passe-haut.

FAP : Filtre actif parallèle.

FAS : Filtre actif série.

F.P : Facteur de puissance.

PI: Régulateur proportionnel intégral.

SRF : Algorithme du Repère de Référence Synchronisé.

SDA : Algorithme de la détection synchronisée.

SGF : La méthode sinusoïdale Généralisée de Fryze.

FBD : Algorithme Fryze-Bucholz Depenbanck.

Introduction générale :

Les convertisseurs électroniques et l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables. Mais leur prolifération au cours de la dernière décennie est devenue préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croître : ces charges électroniques, non seulement, polluent le réseau de distribution du courant alternatif, mais aussi sont apparemment très sensibles à la distorsion de la tension. La qualité du courant électrique devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients.

Aujourd'hui, les récents progrès en matière de technologie de l'électronique de puissance apportent une capacité sans précédent de compensation et de correction de la distorsion harmonique générée par les charges non linéaires. L'étude présentée dans ce mémoire démontre le rôle de la source d'alimentation, de la charge et du réseau de distribution du courant alternatif dans l'optique de la qualité du courant.

La situation au niveau des réseaux alternatifs basse tension est devenue très préoccupante. La qualité du courant électrique dans les installations commerciales et électriques se dégrade incontestablement.

Outre les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les pointes provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques et internes spécifiques à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charges linéaires et non linéaires.

Un déclenchement intempestif des dispositifs de protection, des surcharges harmoniques, des niveaux élevés de distorsion des tensions et des courants, et l'augmentation de la température dans les conducteurs et les générateurs sont des facteurs contribuant à détériorer la qualité et la fiabilité d'un réseau alternatif basse tension.

Les perturbations évoquées ci-dessus sont bien comprises, et découlent directement de la prolifération des charges qui consomment un courant non sinusoïdal, appelées "charges non

linéaires". Ce type de charge est utilisé pour assurer la conversion, la variation et la régulation du courant électrique dans les installations commerciales, industrielles et résidentielles.

La perspective d'un retour rapide aux conditions des charges linéaires est illusoire.

De récentes études ont démontré que la consommation du courant non linéaire va augmenter de façon très abrupte dans les prochaines années.

Il y a eu des solutions traditionnelles pour dépolluer les réseaux électriques, donc on a trouvé : les filtres passifs, les filtres résonants et les filtres amortis.

Cependant, les progrès rapides et remarquables réalisés au cours des dernières années, dans le domaine des dispositifs électroniques de puissance [les Transistors Bipolaires à Grille Isolée (IGBT), ...], ont permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques auto-adaptables et plus efficaces appelés : compensateurs actifs d'harmoniques, ou encore filtres actifs. Les compensateurs actifs d'harmoniques s'avèrent une option valable pour la régulation des niveaux des distorsions harmonique dans des nombreuses applications.

Les filtres actifs ont un classement suivant leur type d'installation, on trouve alors : le filtre actif série, le filtre actif parallèle, la combinaison parallèle-série actif (aussi appelés *UPQC*) et la combinaison hybride active et passive. Cependant le type le plus répandu est le filtre actif parallèle, il est chargé de l'annulation des courants harmoniques parvenant sur le réseau électrique. Le principe du filtre actif parallèle consiste à générer des courants harmoniques en opposition de phase à ceux existants sur le réseau.

Pour ces raisons vient notre étude comportant cinq chapitres organisés comme suit : Dans le premier chapitre nous effectuerons une étude sur les harmoniques causées par l'accroissement considérable du nombre de convertisseurs statiques branchés sur le réseau électrique; leurs effets, origines et leurs conséquences dans ce réseau, ainsi que les solutions anciennes et modernes proposées pour le dépolluer.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude des redresseurs et leur relation avec la charge polluante. Au troisième chapitre, nous étudierons les méthodes d'identifications des courants harmoniques, on a basé surtout sur la méthode des puissances instantanées. Ensuite, on passe au quatrième chapitre qui étudie les méthodes de commande du filtre actif. Enfin, nous présenterons les résultats de simulation qu'on a faite avec le logiciel Matlab-simulink.

Chapitre I

Méthodes de compensation des harmoniques

I.1 Introduction :

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale, et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, l'utilisation croissante dans l'industrie des charges non-linéaires à base d'électronique de puissance engendre des problèmes sérieux de perturbation au niveau du réseau de distribution de l'énergie électrique. Ainsi, on voit une augmentation régulière des taux d'harmoniques et déséquilibres des courants ainsi qu'une importante consommation de l'énergie réactive. La circulation de ces courants provoque également des harmoniques et des déséquilibres de tension.

Parmi les défauts les plus courants on dénombre [1]:

- Les déséquilibres,
- Les coupures ou microcoupures ($\approx 100\text{ms}$),
- Les chutes de tension,
- Les pollutions harmoniques.

L'objectif de filtres actifs de puissance est de compenser les courants harmoniques injectés dans le réseau, et parfois l'énergie réactive consommée par les charges non-linéaires [2].

Les harmoniques générées sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elle sont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par

une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquence différente de celle du fondamental [1].

Dans ce chapitre, après la définition de la perturbation du courant électrique et la pollution harmonique, on présente les caractéristiques de courant, tension et perturbations harmoniques. On donne aussi les perturbations induites par les charges non-linéaires et ainsi la propagation des harmoniques sur les réseaux et leurs conséquences, suivies par les normes et réglementation internationale, et alors on va faire une comparaison entre les différents types des filtres.

Des solutions classiques et modernes utilisées pour résilier les effets indésirables de ces harmoniques, nous présenterons le filtrage actif parallèle utilisé pour la compensation de ces perturbations.

I.2. Définition de la pollution harmonique:

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les Charges non linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ces harmoniques.

I.3. Origine des harmoniques:

I.3.1. Charge non-linéaire :

Une charge est dite : non linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme que la tension qui l'alimente. Typiquement, les charges utilisant l'électronique de puissance sont non-linéaires. Or, elles sont de plus en plus nombreuses et leur part dans la consommation d'électricité ne cesse de croître.

Par exemple de charges non-linéaire, on peut citer [3] :

- les équipements industriels (machines à souder, fours à arc, fours à induction, redresseurs).
- les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones ou moteurs à courant continu.
- les appareils de bureautique (ordinateurs, photocopieurs, fax, ...)
- les appareils domestiques (TV, fours micro-onde, éclairage néon, ...)
- les onduleurs.

I.3.2. Déformation d'un signal sinusoïdal:

Les dispositifs générateurs d'harmoniques sont présents dans tous les secteurs industriels, tertiaires et domestiques. Les harmoniques sont le fait de charges non linéaires. Le théorème de Fourier indique que toute fonction périodique non sinusoïdale peut être représentée sous la forme d'une somme de termes (série) qui est composée :

- D'un terme sinusoïdal à la fréquence fondamentale.
- De termes sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de la fondamentale (harmoniques).
- Et d'une éventuelle composante continue.

Un harmonique de rang h est la composante sinusoïdale d'un signal dont la fréquence vaut h fois la fréquence fondamentale.

La formule correspondant à la décomposition harmonique d'une fonction périodique est la suivante [3] :

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} I_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (\text{I. 1})$$

Avec :

- I_0 : valeur de la composante continue généralement nulle et considérée comme telle par la suite.
- I_n : valeur efficace de l'harmonique de rang n .
- ω : pulsation de la fréquence fondamentale.
- φ_n : déphasage de la composante harmonique à $t = 0$.

Dans le cas des signaux que sont les ondes de courant et de tension du réseau électrique :

- la fréquence fondamentale (ou harmonique de rang 1) a pour valeur 50 hertz (Hz).
- l'harmonique de rang 2 a une fréquence de valeur 100 Hz.
- l'harmonique de rang 3 a une fréquence de valeur 150 Hz.
- l'harmonique de rang 4 a une fréquence de valeur 200 Hz.
- ...

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques.

I.4. Mode de représentation: Le spectre en fréquence

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

Ce mode de représentation est également appelé analyse spectrale.

L'examen du spectre permet d'apprécier à la fois quels sont les harmoniques en présence et leur importance respective.

La figure I.1 représente le spectre du signal :

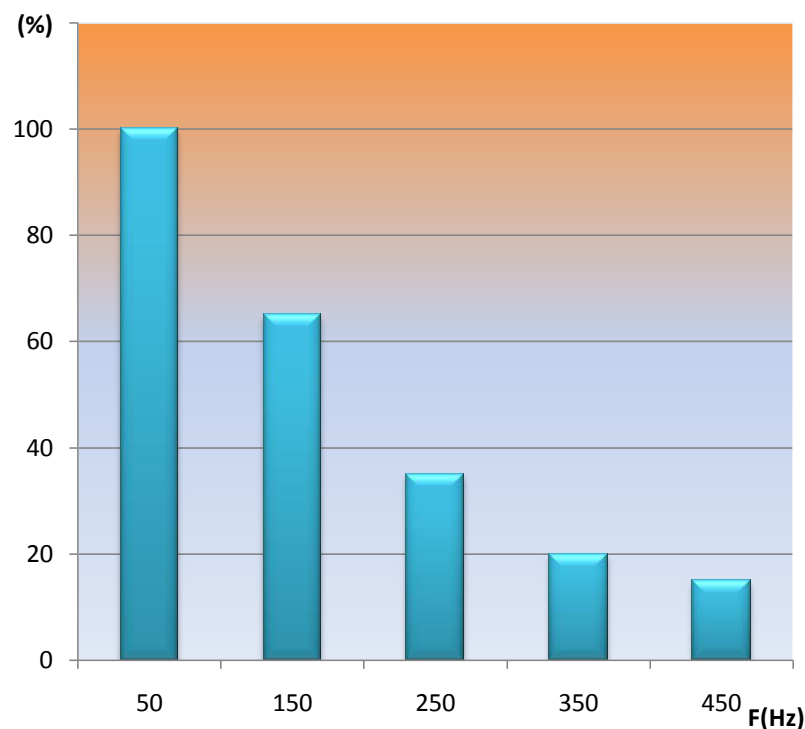


Fig. I.1. Spectre d'un signal de composante fondamentale 50 Hz, et comportant des harmoniques de rangs 3 (150 Hz), 5 (250 Hz), 7 (350 Hz) et 9 (450 Hz).

I.5 Caractéristiques de courant, tension et perturbations harmoniques:

I.5.1. Valeurs efficaces :

Les valeurs efficaces de la tension et du courant sont données respectivement par les équations (I.2) et (I.3) [4] [1].

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (\text{I.2})$$

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{I.3})$$

I.5.2. La puissance apparente :

La puissance apparente est la puissance disponible, son expression est donnée par l'équation (I.4).

$$S = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{I.4})$$

I.5.3. Les puissances actives, réactives et déformantes :

1- La puissance active est la puissance qui se transforme en travail, elle est mesurée en Watt, son expression est donnée par l'équation (I.5).

$$P = \frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) dt = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \varphi_h \quad (\text{I.5})$$

$$\varphi_h = \alpha_h - \beta_h \quad (\text{I.6})$$

α_h : Phase initiale de la tension harmonique d'ordre h,

β_h : Phase initiale du courant harmonique d'ordre h,

φ_h : Déphase de la tension harmonique d'ordre h sur le courant harmonique d'ordre h.

2- La puissance réactive est une puissance qui est absorbée au réseau et qui ne se transforme pas en travail. Elle est mesurée en VAR et son expression est donnée par (I.7).

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sin \varphi_h \quad (\text{I.7})$$

3- La puissance déformante est donnée par (I.8).

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \cdot \sum_{\substack{h=1 \\ n \neq h}}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{I.8})$$

Cette puissance est véhiculée par les tensions et les courants harmoniques de rangs différents, elle est dite puissance déformante et notée D.

I.5.4. Facteur de puissance :

Le facteur de puissance est donné par (I.9) :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \varphi_h}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (I.9)$$

Pour une meilleure compréhension, nous allons mettre en évidence quelques effets des harmoniques dans le cas où la tension est sinusoïdale :

- Valeur efficace de la tension et du courant :

$$v(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \alpha_1) \quad (I.10)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (I.11)$$

Avec: $\varphi_1 = \alpha_1 - \beta_1$

- Puissance active et réactive :

$$P = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (I.12)$$

$$q = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \quad (I.13)$$

- Facteur de puissance :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{V_1 \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} = \cos \varphi_1 \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{D^2}{P^2 + Q^2}}} \quad (I.14)$$

De l'équation (I.11), nous pouvons conclure que les courants harmoniques accroissent la valeur efficace, donc il aura une augmentation des pertes par effet Joule.

Les composantes harmoniques véhiculent une puissance harmonique dite déformante, parce qu'elle est créée par les harmoniques et que ces derniers déforment l'onde sinusoïdale, cette puissance est de nature réactive car les composantes harmoniques ne contribuent pas à la production de la puissance active.

De (I.14), nous pouvons aisément voir que F est inférieur à 1, les harmoniques réduisent le facteur de puissance donc réduisent la puissance disponible.

I.5.5. Taux d'harmonique de rang h :

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 [5].

$$S_h = x_h/x_1 \quad (\text{I.15})$$

Où, x_h : La composante harmonique de rang h.

x_1 : La composante fondamentale.

I.5.6. Taux d'harmonique global de distorsion :

Le taux de distorsion global (Total Harmonic Distorsion : THD) est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative [5]:

$$THD(\%) = \left(\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{x_h^2}{x_1^2}} \right) * 100 \quad (\text{I.16})$$

I.6. Perturbations induites par les charges non-linéaires :

L'alimentation de charges non linéaires génère des courants harmoniques, circulant dans le réseau[3]. La tension harmonique est due à la circulation du courant harmonique dans les impédances des circuits d'alimentation (ensemble transformateur et réseau, dans le cas de la figure I.2).

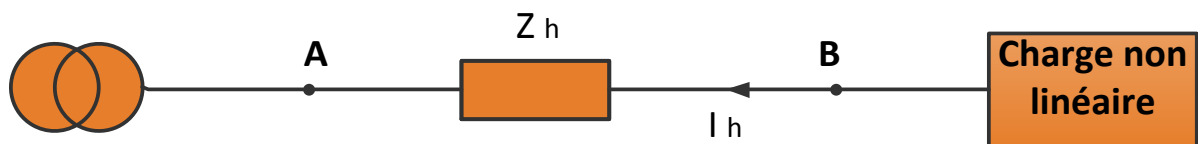


Fig. I. 2. Schéma unifilaire représentant l'impédance du circuit d'alimentation "vu par" l'harmonique de rang h.

On rappelle que l'impédance d'un conducteur augmente en fonction de la fréquence du courant qui le parcourt, à chaque courant harmonique de rang h correspond donc une impédance de circuit d'alimentation : Z_h .

Le courant harmonique de rang h va créer à travers l'impédance Z_h une tension harmonique U_h , avec $U_h = Z_h \times I_h$, par simple application de la loi d'Ohm. La tension en B est donc déformée. Tout appareil alimenté à partir du point B recevra alors une tension perturbée.

Cette déformation sera d'autant plus forte que les impédances du réseau sont importantes, pour un courant harmonique donné.

I.6.1. La propagation des harmoniques sur les réseaux :

Pour mieux comprendre le phénomène des courants harmoniques, on peut considérer que tout se passe comme si les charges non-linéaires réinjectaient un courant harmonique dans le réseau, en direction de la source.

Les figures I.3 et I.4 présentent la vue d'une installation polluée par les harmoniques considérant tout d'abord l'installation parcourue par le courant de fréquence 50 Hz (figure I.3), auquel se superpose l'installation parcourue par le courant harmonique de rang h (figure I.4).

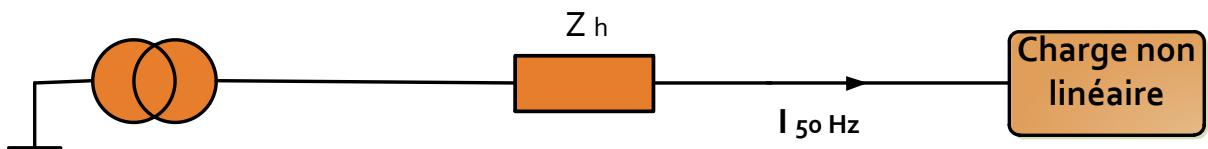
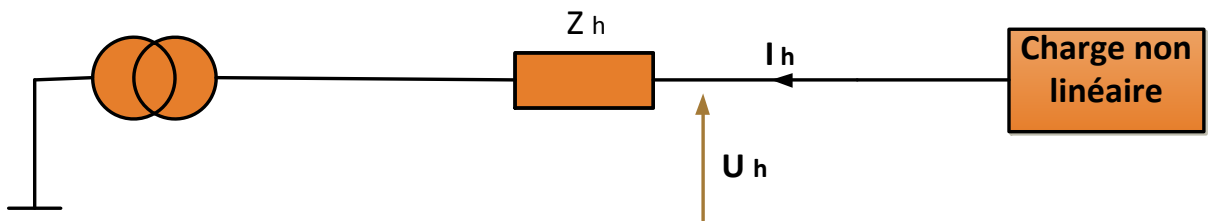


Fig. I.3. Schéma d'une installation alimentant une charge non-linéaire, pour laquelle on ne considère que les phénomènes liés à la fréquence 50 Hz (fréquence fondamentale).



$$U_h = Z_h \times I_h ; \text{ Une tension harmonique.}$$

Fig. I.4. Schéma de la même installation, pour laquelle on ne considère que les phénomènes liés à la fréquence de l'harmonique de rang h .

L'alimentation de cette charge non-linéaire génère dans le réseau la circulation du courant I_{50Hz} (représenté sur la figure I.3), auquel s'ajoute chacun des courants harmoniques I_h (représenté sur la figure I.4) correspondant à chaque harmonique n de rang h .
 Considérant toujours le modèle des charges réinjectant un courant harmonique dans le réseau, on peut représenter la circulation des courants harmoniques dans un réseau (figure 5).

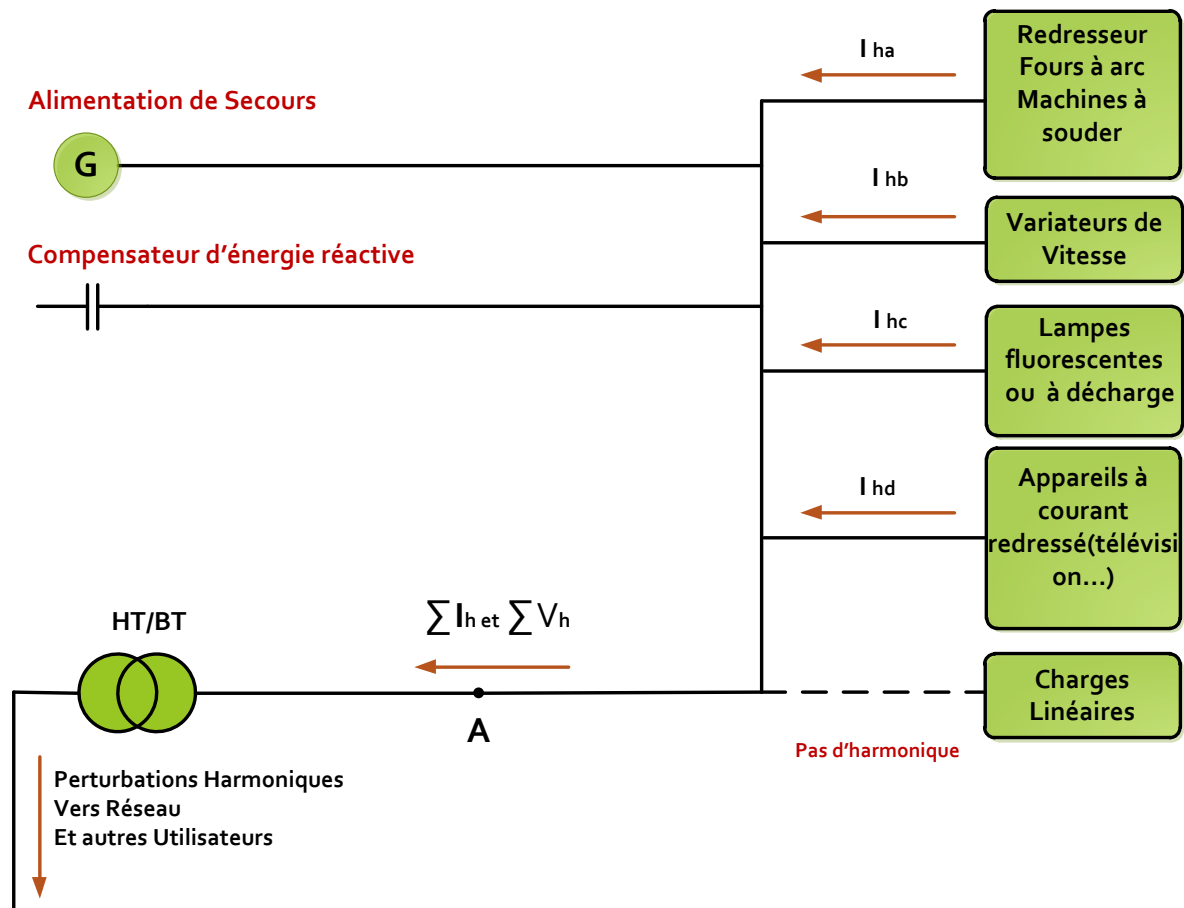


Fig. I.5. Circulation des courants harmoniques dans un réseau.

Sur cette figure [3], on peut remarquer que si certaines charges créent dans le réseau des courants harmoniques, d'autres charges peuvent absorber ces courants.

I.7. Conséquences des harmoniques:

Les harmoniques circulant dans les réseaux détériorent la qualité de l'énergie, et sont ainsi à l'origine de nombreuses nuisances [6], [7], [8]:

- L'échauffement : Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$RI^2 = \sum_{h=1}^{\infty} R I_h^2 \quad (\text{I. 17})$$

Avec I le courant total, I_h le courant harmonique de rang h qui représente le fondamental pour h=1, et R la résistance traversée par le courant I.

- surcharge des réseaux de distribution par l'augmentation du courant efficace.
- surcharge des conducteurs de neutre en raison de la sommation des harmoniques de rang 3 créés par les charges monophasées.
- surcharge, vibrations et vieillissement des alternateurs, transformateurs, moteurs, ronflement des transformateurs.
- surcharge et vieillissement des condensateurs de compensation d'énergie réactive.
- déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles; En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.
- perturbation des réseaux de communication ou des lignes téléphoniques; le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et ceux de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [9], [10].
- Des phénomènes de résonance. Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées, mais elles peuvent coïncider avec la fréquence d'un harmonique. Dans ce cas, il y aura une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau.

I.7.1. L'impact économique de ces perturbations :

Les harmoniques ont un impact économique important. En effet :

- le vieillissement prématuré du matériel conduit à le remplacer plus tôt, à moins de l'avoir initialement surdimensionné
- les surcharges du réseau obligent à augmenter la puissance souscrite, et impliquent, à moins d'un surdimensionnement des installations, des pertes supplémentaires
- les déformations du courant provoquant des déclenchements intempestifs et l'arrêt des installations de production.

Ces coûts de matériel, pertes énergétiques et perte de productivité entraînent une baisse de la compétitivité des entreprises.

Les harmoniques sont d'autant plus difficiles à combattre que les équipements vitaux pour l'entreprise sont souvent les responsables de la génération des perturbations.

I.7.2. En pratique, quels harmoniques mesurer et combattre ?

Les harmoniques les plus fréquemment rencontrés dans le cas des réseaux triphasés, donc en pratique les plus gênants, sont les harmoniques de rangs impairs.

Au-delà du rang 50, les courants harmoniques sont négligeables et leur mesure n'est plus significative. Ainsi, une bonne précision de mesure est obtenue en considérant les harmoniques jusqu'au rang 30.

Les distributeurs d'énergie surveillent les harmoniques de rangs 3, 5, 7, 11 et 13.

Aussi, la compensation des harmoniques jusqu'au rang 13 est impérative, une bonne compensation prendra également en compte les harmoniques jusqu'au rang 25[3].

I.8. Norme et Réglementation :

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) définies [11], [12] :

- au niveau international par la CEI,
- au niveau européen par le CENELEC,
- au niveau français, par l'UTE et le CEF,

En effet, ces normes ont été établies par des groupes d'experts internationaux, qui représentent les constructeurs, les utilisateurs de matériels, ainsi que par des représentants de laboratoires d'essais, des consultants et des universitaires spécialistes du domaine considéré.

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,...etc. Les normes internationales

publiées par la CEI dans les domaines de l'électricité et de l'électronique ont pour objectifs de [11]:

- faciliter les échanges dans le monde en supprimant les barrières techniques,
- assurer la qualité des produits,
- garantir l'interopérabilité des produits et des systèmes,
- contribuer à la sécurité lors de l'utilisation des produits,
- contribuer à la protection de l'environnement et à la qualité de vie.

Au niveau international (CEI), les normes CEI 61000 publiées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) sont divisées en plusieurs parties, conformément à la structure suivante:

- Généralités,
- Environnement,
- Limite,
- Techniques d'essais et de mesures,
- Guide d'installation et d'atténuation,
- Normes génériques.

Chaque partie est divisée en plusieurs sous-parties dont certaines ont été rendues obligatoires par la directive 89/336/CEE dans l'Union Européenne et retranscrites dans les droits nationaux sous l'appellation NF EN 61000 (en France). L'application de ces directives est obligatoire pour bénéficier du marquage CE (Communauté Européenne). L'apposition de marquage indique donc la conformité du produit aux exigences essentielles de ces directives afin d'avoir le droit de commercialiser les produits concernés dans l'Union Européenne.

Pour les réseaux électriques, les recommandations d'EDF pour les tensions sont [11]:

- Pour un harmonique pair : $V_h/V_1 \leq 0,6 \%$
- Pour un harmonique impair : $V_h/V_1 \leq 1 \%$
- Pour le taux de distorsion global de tension : $THD < 1,6 \%$

Il s'agit de limitations qui sont maintenant très anciennes (plus de 20ans). Ci-dessous, nous allons détailler les normes internationales les plus récentes concernant les courants et les tensions.

Au niveau international (CEI), les normes CEI-1000 définissent les niveaux des courants et des tensions harmoniques à respecter. Le tableau. I.1 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 16A. 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 [12].

Harmoniques impairs		Harmonique pairs	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
3	2.3	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.4	$8 \leq h \leq 40$	$0.23 * 8/h$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 * 15/h$		

Tab. I.1. Limites des composantes harmoniques en courant.

Rang	Courant harmonique en % du fondamental
3	21.6
5	10.7
7	7.2
9	3.8
11	3.1
13	2
15	0.7
17	1.2
19	1.1
21	≤ 0.6
23	0.9
25	0.8
27	≤ 0.6
29	0.7
31	0.7
≤ 33	≤ 0.6
pair	≤ 0.6 ou $0.158/h$

Tab. I.2. Limites des émissions de courants harmoniques.

Compte tenu de toutes ces normes imposées par la réglementation CEM, nous avons besoin de mettre en œuvre des moyens efficaces afin de limiter la propagation de la pollution harmonique des réseaux de distribution d'énergie. De plus, les normes actuelles ne sont pas tout à fait satisfaisantes car elles ne tiennent pas compte de l'influence du réseau et de la déformation initiale de la tension. Par ailleurs, elles paraissent un peu laxistes pour les appareils de faibles puissances [13]. Il faudrait donc s'attendre, dans l'avenir proche, à des normes plus strictes et surtout à des restrictions financières plus contraignantes qui justifient d'avantage des travaux comme le notre dans le domaine de la qualité de l'énergie.

I.9. Solutions de dépollution des réseaux électriques:

Afin de limiter les effets harmoniques et réactifs d'un courant perturbé, il a été développé différents systèmes de filtrage. On va ainsi présenter les différents types de filtres pour s'attarder plus longuement sur les filtres actifs parallèles [1]:

I.9.1. Solutions classiques :

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [8]:

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

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau.

Avant d'envisager de mettre en place une solution de filtrage pour combattre les harmoniques, il faut s'intéresser au mode de raccordement du récepteur pollueur vis-à-vis de l'installation concernée et vis-à-vis les autres charges présentes sur le même réseau.

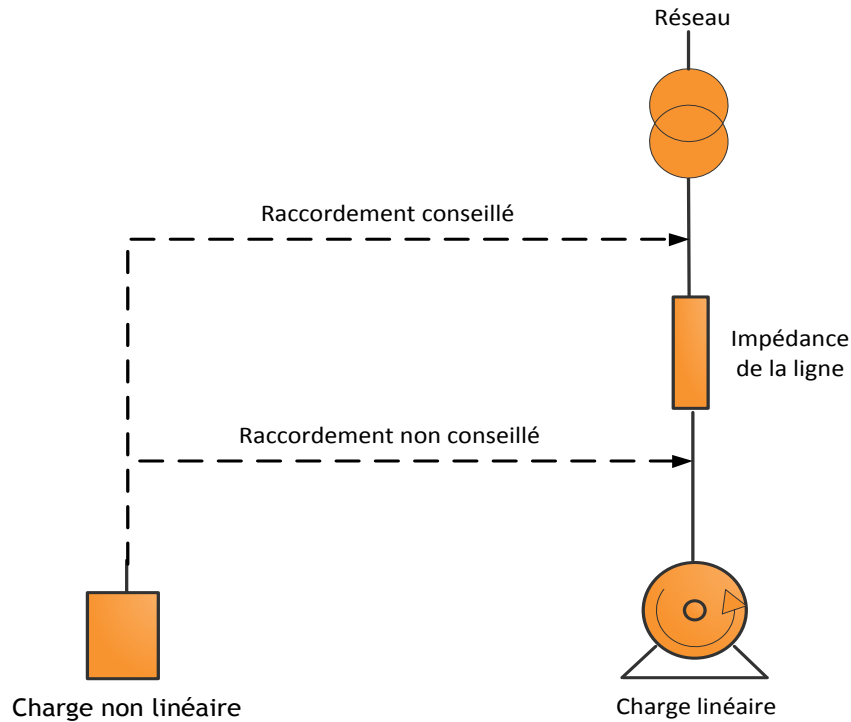


Fig. I.6. Représentation de raccordement des charges déformantes.

En effet, le branchement de la charge non linéaire doit être réalisé, si possible, sur la source présentant l'impédance la plus faible (transformateur le plus puissant par exemple). Lorsque l'impédance de source est faible, la puissance de court-circuit est importante, ce qui réduit les problèmes dus aux harmoniques. Aussi, les charges polluantes doivent être raccordées le plus en amont possible de la source afin de bénéficier du niveau le plus élevé de puissance de court-circuit. Fig. I.6

D'autre part, il faut éviter de raccorder un récepteur sensible à proximité d'une charge déformante [4].

I.9.1.1. Filtrage passif :

Le filtrage passif se fait par la mise en parallèle avec l'impédance du réseau d'un circuit de très faible impédance devant l'impédance du réseau à la fréquence de l'harmonique que l'on veut éliminer, le courant choisit le chemin le moins résistant et de ce fait l'harmonique pour 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, que détermine la précision de l'accord doit être assez élevé, supérieur à 50, toutefois la bande passante étant inversement proportionnel au facteur de qualité, de forte valeurs de ce dernier peut être gênante dans le cas d'un filtre même légèrement désaccordé [1].

Ce type de compensateurs est utilisée dans les :

- Installations industrielles avec un ensemble de générateurs d'harmoniques de puissance totale supérieure à 200kVA environ (variateurs de vitesse, alimentations sans interruption, redresseurs).
- Installation présentant un besoin de compensation d'énergie réactive.
- Nécessité de réduction du taux de distorsion en tension pour éviter les surcharges.

❖ **Principe de fonctionnement :**

Un circuit LC est accordé sur chaque fréquence d'harmonique à filtrer, en parallèle sur le générateur d'harmonique, ce circuit de dérivation absorbe les harmoniques et évite que ceux-ci ne circulent dans l'alimentation [3].

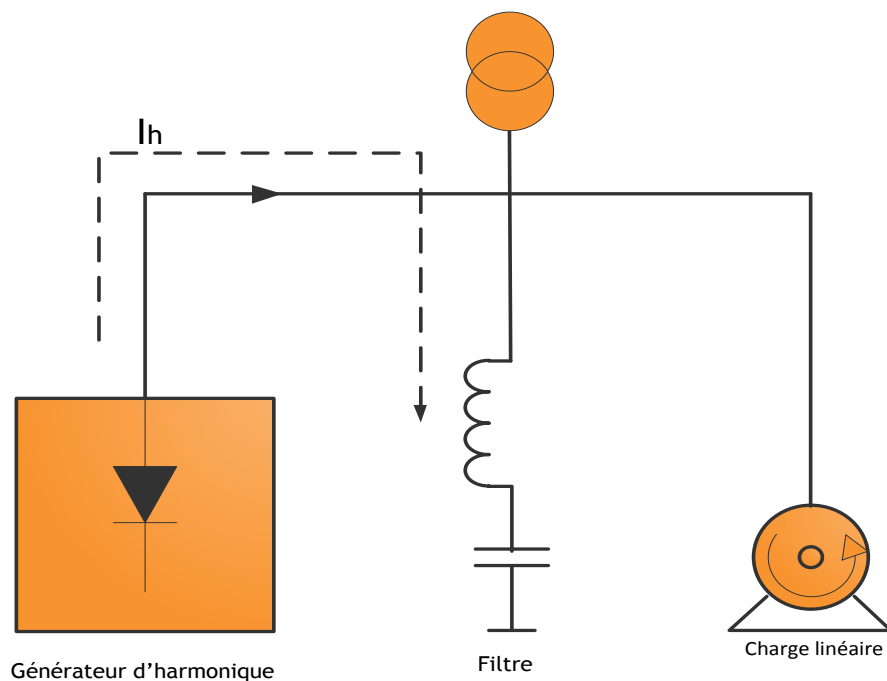


Fig. I.7. Principe d'utilisation d'un filtre passif

En général, le filtre passif est accordé sur un range d'harmonique proche de l'harmonique à éliminer. Plusieurs branches de filtres en parallèle peuvent être utilisées lorsque l'on souhaite une réduction forte de taux de distorsion sur plusieurs rangs.

I.9.1.2. Filtrage résonant :

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

Les valeurs d'inductance L et de capacité C sont calculées à la fréquence de résonance correspondant à la fréquence de l'harmonique à éliminer.

Lorsque l'on souhaite réaliser le filtrage d'un signal déformé entaché par plusieurs courants harmoniques, il est nécessaire de prévoir un ensemble de filtres où chacun d'entre eux agit sur le rang harmonique à éliminer (Fig. I.8).

Un filtre shunt efficace doit posséder un grand facteur de qualité Q. Celui-ci s'exprime par la relation suivante [1]:

$$Q=Z/r, \text{ avec } r \ll x$$

$$\text{soit : } Q= x/r \text{ puisque } Z = \sqrt{r^2 + x^2}$$

L'ordre de grandeur de ce facteur est de 75.

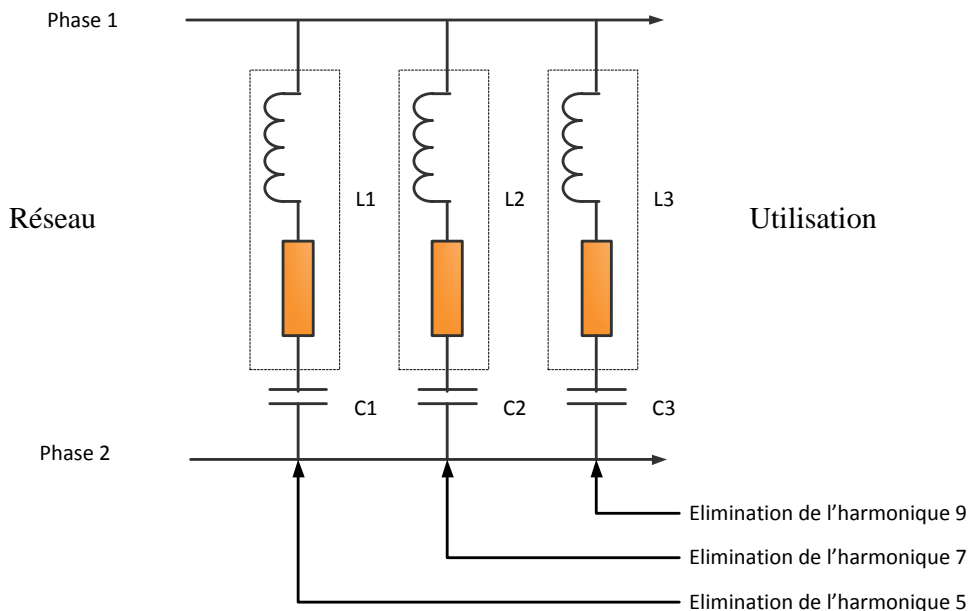


Fig. I.8. Filtres résonants agissant sur plusieurs rangs harmoniques

I.9.1.3. Filtrage amorti :

Le filtre amorti est constitué d'une structure identique au filtre résonant, avec en supplément, une résistance R branchée en parallèle sur l'inductance (Fig. I.9) [1].

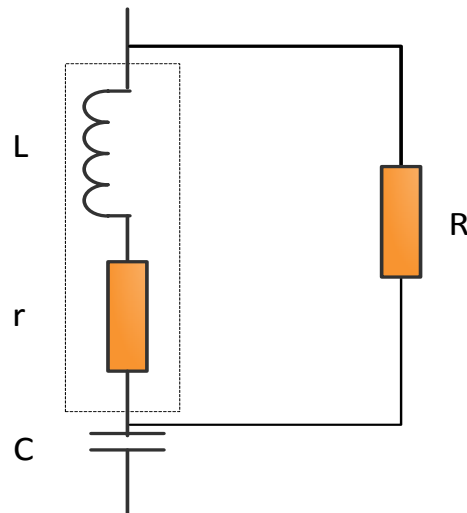


Fig.I.9 : Structure du filtre amorti.

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 global d'une installation polluée.

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

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

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients [14] :

- 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'accords différents.

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

I.9.2. Solutions modernes : Les filtres actifs

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. Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les principales structures, proposées dans la littérature, à savoir : *les filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actif-passif.*

Ce type de compensateurs est utilisée dans les :

- Installation tertiaires avec générateurs d'harmoniques de puissance totale inférieure à 200kVA (variateur de vitesse, alimentations sans interruptions, bureautique, ...).
- Nécessité de réduction du taux de distorsion en courant pour éviter les surcharges.

❖ Principe de fonctionnement :

Ce sont des systèmes électroniques de puissance installés en série ou en parallèle avec la charge non linéaire, visant à compenser soit les tensions harmoniques générés par la charge.

La figure suivante donne un exemple de filtre actif compensant le courant harmonique [3] :

$$i_{har} = -i_{act}$$

Ces filtres actifs sont encore appelés compensateurs actifs. Ils sont utilisés en parallèle ou en série d'une installation nécessitant un traitement harmonique [4].

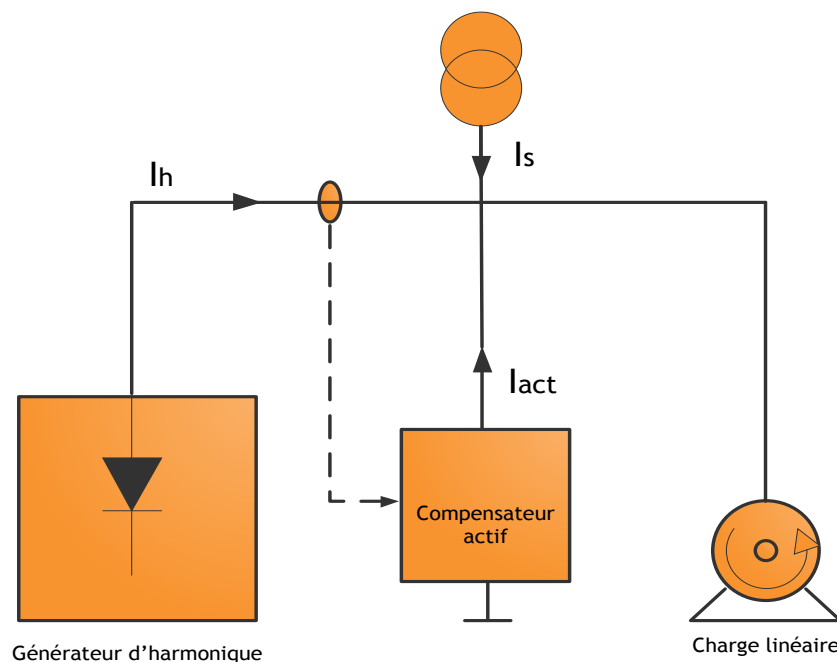


Fig. I.10.Principe d'utilisation d'un filtre actif.

Le filtre actif réinjecte en opposition de phase les harmoniques présents sur l'alimentation de la charge, de telle sorte que le courant de ligne soit sinusoïdal.

I.9.2.1. Le filtre actif parallèle (F.A.P):

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la Fig. I.11, est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [15] [16] [17]. Il injecte en temps réel dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du *filtre actif parallèle* (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, déséquilibrés et puissance réactive), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

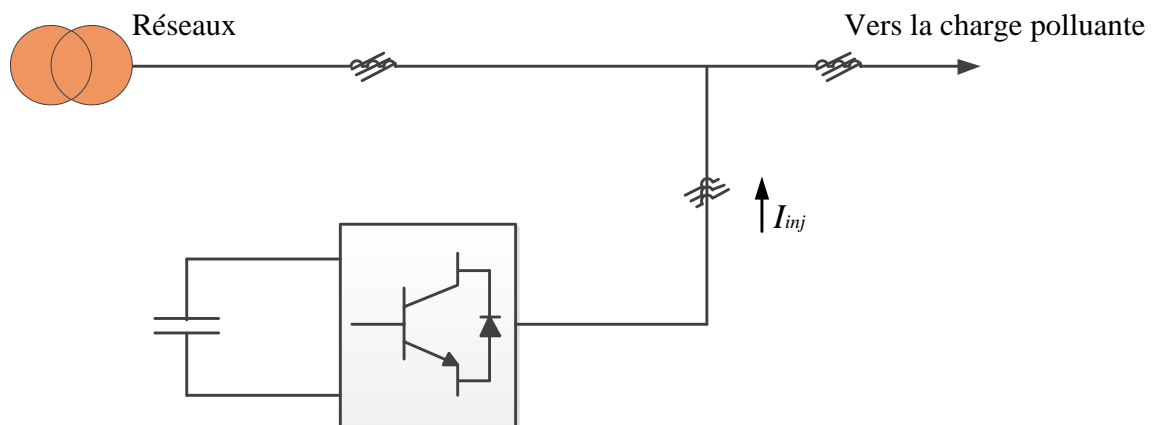


Fig. I. 11 : Filtre actif parallèle.

Aujourd'hui, les filtres actifs parallèles sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même [8]. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance [18] [19]. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique.

On va détailler encore plus dans le troisième chapitre le filtre actif parallèle et sa commande.

I.9.2.2. Le filtre actif série (F.A.S) :

Le rôle d'un FAS est de modifier localement l'impédance du réseau. Comme le montre la Fig. I.12, il se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation de courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau [20]. Ainsi, la tension aux bornes de la charge peut être rendue sinusoïdale. Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [11].

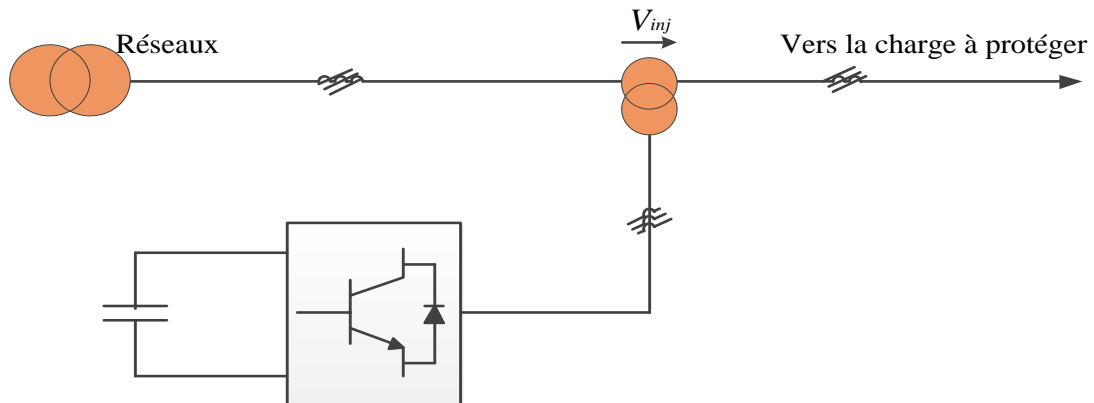


Fig. I. 12: Filtre actif série.

Le filtre actif Série (F.A.S) est une solution adaptée à la compensation des tensions perturbatrices, harmoniques, déséquilibrées et des creux de tension. Ces perturbations trouvent généralement leurs origines dans le réseau lui-même mais peuvent parfois être provoquées par les charges elles-mêmes [8].

I.9.2.3. La combinaison parallèle-série actif (UPQC):

Cette combinaison parallèle-série actifs, aussi appelée : *Unified Power Quality Conditioner (UPQC)*, résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série, comme le montre la Fig. I.13. Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [20] [21] [22] [23].

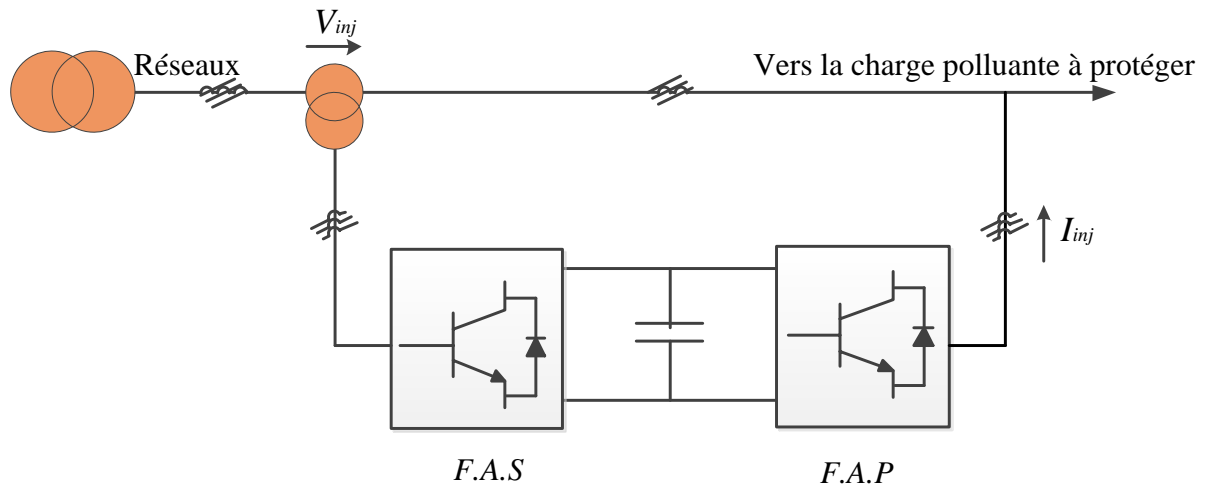


Fig. I. 13: Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

Les inconvénients des filtres passifs (résonances série ou parallèle avec la source et/ou la charge, détérioration des performances du filtre lors de variations de l'impédance du réseau, ...) et des filtres actifs (coût élevé en raison du dimensionnement des composants de puissance) ont conduit à l'élaboration d'une nouvelle topologie de filtre actif [11]. Il s'agit du filtre hybride qui est en réalité l'association de filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs.

I.9.2.4. Le filtre hybride :

Des structures hybrides ont été développées pour combiner les effets des FAS et des FAP. Ces structures permettent à la fois de compenser la tension de charge et le courant du réseau indépendamment. L'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [24], les plus étudiées étant :

- le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

❖ Principe de fonctionnement :

Les deux types de dispositifs précédents peuvent être associés au sein d'un même équipement et constituer un filtre hybride [3] :

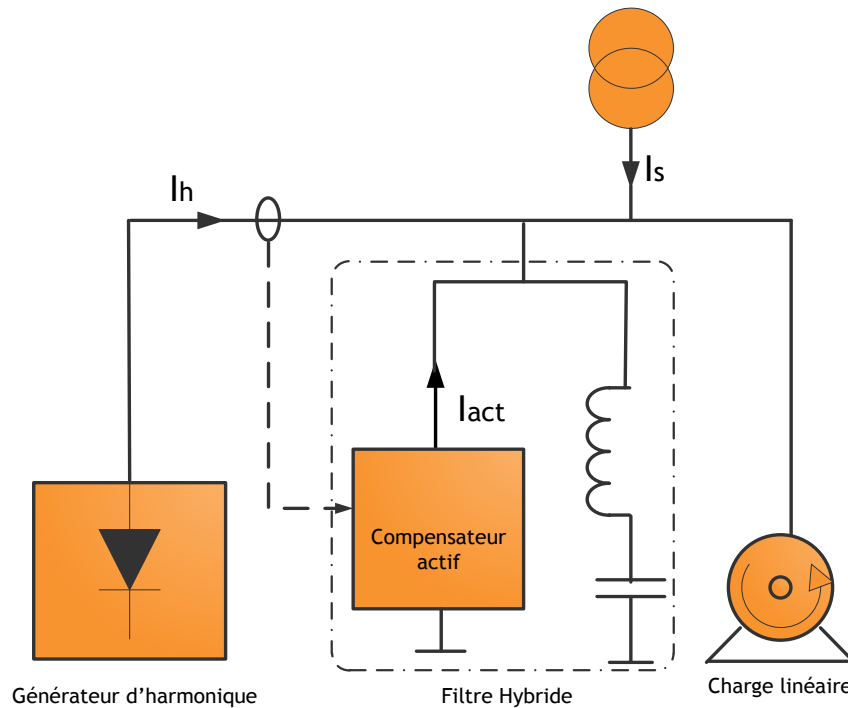


Fig. I.14. Principe d'utilisation d'un filtre hybride.

Ce type de compensateurs est utilisée dans les :

- Installations industrielles avec un ensemble de générateurs d'harmoniques de puissance totale supérieure à 200kVA environ (variateurs de vitesse, alimentations sans interruption, redresseurs).
- Installation présentant un besoin de compensation d'énergie réactive.
- Nécessité de réduction du taux de distorsion en tension pour éviter les perturbations des récepteurs sensibles.
- Nécessité de réduction du taux de distorsion en tension pour éviter les surcharges.
- Recherche de conformité à des limites strictes d'émission harmonique.

Cette nouvelle solution de filtrage permet de cumuler les avantages des solutions existantes et de couvrir un large domaine de puissance et de performances.

I.9.2.4.a. Filtre actif série avec des filtres passifs parallèle:

Pour réduire la complexité de la combinaison de filtres présentée précédemment, le filtre actif série, qui constitue une haute impédance pour les harmoniques de hautes fréquences, est accompagné par un filtre passif parallèle. Cette combinaison, représentée par la Figure I.15 [25], permet une amélioration sur les caractéristiques d'un ensemble de filtres actifs et l'extension de leurs capacités à inclure la réduction des harmoniques de courant et l'élimination des harmoniques de tension. Cette configuration n'a cependant pas encore été étudiée profondément du fait d'un manque d'intérêt pour les filtres actifs séries [26].

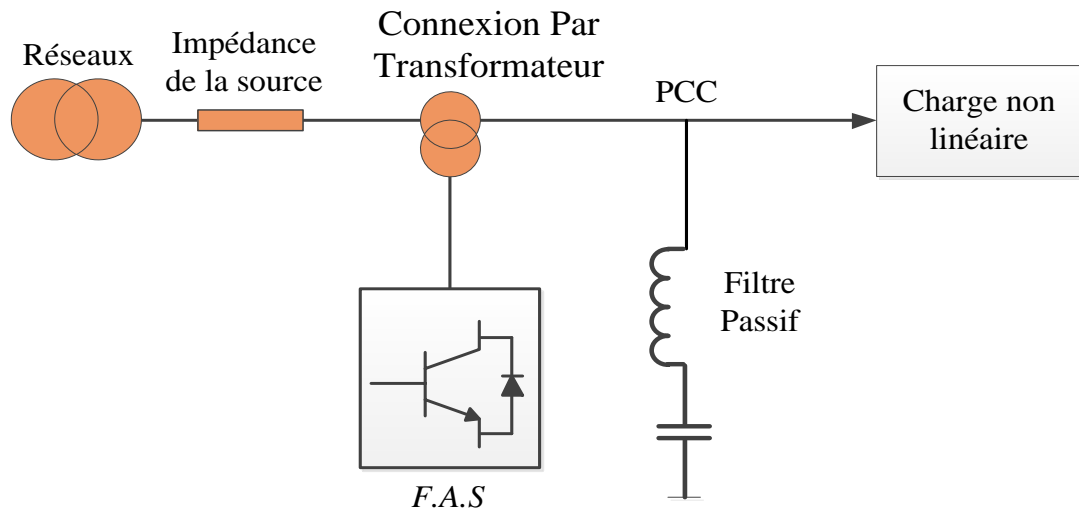


Figure. I. 15. Combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre passif parallèle

I.9.2.4.b. Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles:

Cette configuration, montrée en Figure I.16 [25], est importante pour les applications avec des tensions moyennes ou élevées où le filtre passif réduit la tension accentuée par le découpage dans le filtre actif. Pour cette raison, ce concept est très prometteur pour les applications avec de hautes tensions. Cependant, d'autres recherches sont nécessaires pour confirmer l'efficacité de la configuration.

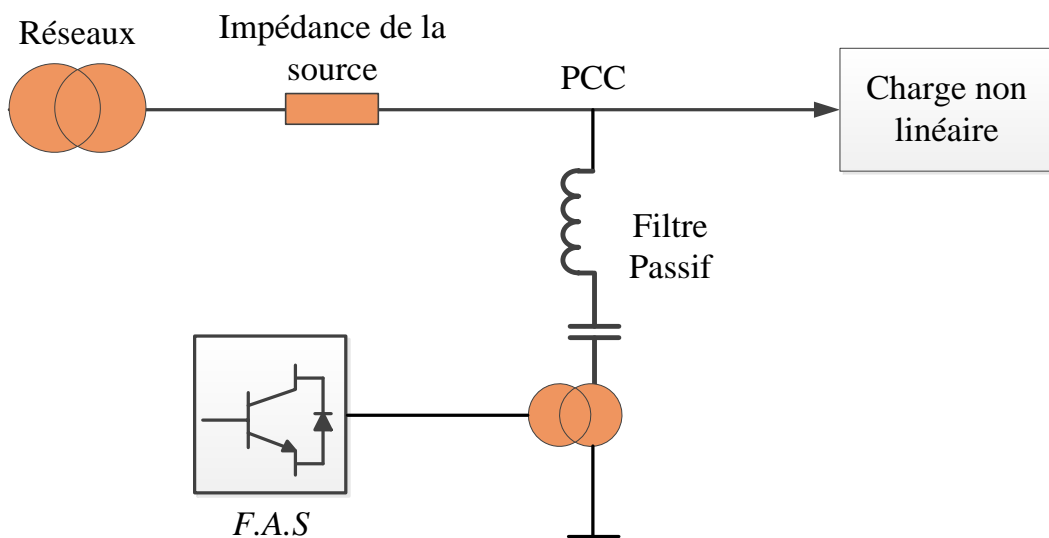


Figure. I.16. Combinaison d'un filtre actif en série avec un filtre passif parallèle.

La mise en œuvre de telles structures est plus complexe et demande plus de matériel, pour des performances qui n'égalent pas forcément celles d'un FAS ou d'un FAP pris séparément [26].

I.9.2.4.c. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle:

Cette combinaison, montrée en Figure I.17 [25], est constituée d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif parallèle. Le filtre actif est conçu pour éliminer seulement les harmoniques de courants d'ordres faibles pendant que le filtre passif est conçu pour éliminer l'ensemble des harmoniques du courant de charge.

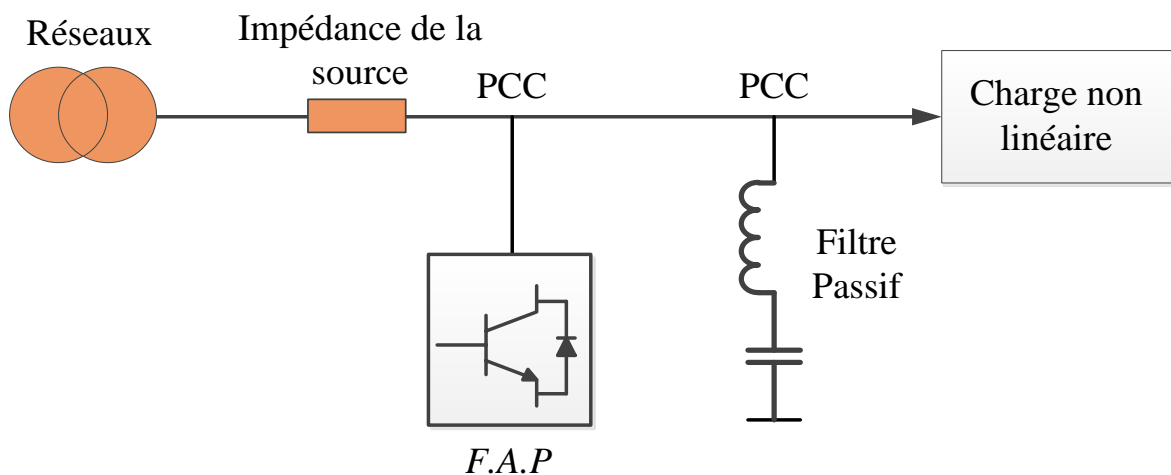


Figure. I.17. Combinaison de filtre actif parallèle et de filtre passif parallèle

Avec de telles combinaisons, le système peut-être conçu pour de hautes puissances sans excès de coûts pour le découpage à hautes puissances. Le principal défaut de cette technique est qu'elle contient trop de composants de puissance, en particulier pour le filtre passif. Puisque les filtres passifs sont connectés ont permanence au système, cette approche est seulement adaptée pour une charge unique avec une source d'harmonique prédéfinie [26].

Des trois solutions possibles présentées (filtres passifs, actifs et hybrides), on ne s'intéresse dans cette étude qu'au filtre actif, et en particulier, au filtre actif parallèle. Ce choix a été arrêté par le fait que le filtre actif est un dispositif bien connu, très développé et déjà commercialisé [8]. On le considère donc comme un outil support pour nos travaux, à savoir pouvoir synthétiser et tester des structures de contrôle avancées qui seront présentées dans le chapitre suivant.

I.10.Choix de filtre approprié à utilisé:

- Le **filtre passif** permet à la fois :
 - la compensation d'énergie réactive.
 - une grande capacité de filtrage en courant.

L'installation ou est placé le filtre doit présenter une stabilité suffisante, avec peu de fluctuation de charge.si la puissance réactive fournie est importante, il est conseillé de mettre hors tension le filtre passif pendant les périodes de faible charge.

L'étude de raccordement d'un filtre doit tenir en compte de la présence éventuelle d'une batterie de compensation et peut conduire à sa suppression.

- Le **filtre actif** permet le filtrage des harmoniques sur une large bande de fréquence. Il s'adapte à n'importe quelle charge. Cependant, sa puissance harmonique est limitée.
- Le **filtre hybride** réunit l'ensemble des performances des filtres passifs et actifs.

Ces critères permettent d'édicter un guide de choix de filtre, en fonction de l'application concernée [3]:

Type d'application	Filtre passif	Filtre actif	Filtre hybride
Bâtiments tertiaire (informatique, climatisation, éclairage, ascenseurs)	•	•••	••
Industrie papier, carton, Plastique (convoyage, Enrouleurs, dérouleurs)	•••	•	••
Industrie traitement de l'eau (pompage, brassage)	••	•••	•••
Manutention (levage, Remontées mécanique)	••	•	•••

Tab. I.3.Comparaison entre les filtres passifs, actifs et hybrides.

Légende :

- : Solution satisfaisante.
- : Totalemnt adapté techniquement, mais économiquement non optimisée.
- : Totalemnt adapté.

I.11.Conclusion :

Dans le présent chapitre, nous avons vu l'origine, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques, ainsi les solutions adaptés pour faire dépollution au réseau électrique. Lorsque l'onde de la tension d'alimentation n'est plus sinusoïdale, il y a présence d'harmoniques. Cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires qui adoptent plus en plus sur les redresseurs et les semi-conducteurs. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents. Différentes normes existent afin d'établir les limites permises d'harmoniques sur les réseaux.

Donc, au prochain chapitre, on va présenter les caractéristiques et les options des redresseurs et les semi-conducteurs comme la diode et le thyristor qu'attirent les pollutions sur les installations électrique.

Chapitre II

Etude de redresseur triphasé à diodes comme une charge polluante

II.1. Introduction :

L'invention en électrotechnique des « machines » à l'aide des propriétés du magnétisme, et plus particulièrement du ferromagnétisme, pour réaliser les diverses conversions possibles des formes d'énergie électriques [27]:

a) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension continue U (dynamo ou batterie d'accumulateurs) en une source de tension U' réglable, on utilise une association de machines tournantes moteur à courant continu-dynamo. Cette association peut être réversible. Le contrôle du transfert de puissance s'effectue surtout en agissant sur le champ magnétique des deux machines et les systèmes mécaniques mis en jeu.

b) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension continue U (dynamo ou batterie d'accumulateurs) en une source de tension alternative, monophasée ou triphasée, de valeur efficace réglable V' , on utilise une association de machines tournantes moteur à courant continu-alternateur. Cette association peut être réversible.

Le contrôle du transfert de puissance s'effectue également en agissant sur le champ magnétique des deux machines et sur les systèmes mécaniques mis en jeu.

c) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension alternative monophasée ou triphasée, (alternateur) de valeur efficace V en une source de tension continue U , on utilise une association de machines tournantes moteur asynchrone-dynamo. Cette association peut être réversible.

d) Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension alternative monophasée ou triphasée, (alternateur) de valeur efficace fixe V en une source de tension alternative de même fréquence et de valeur efficace réglable V' , on utilise une machine non tournante, le transformateur ou l'autotransformateur.

L'avantage de ces convertisseurs est bien connu :

- grande fiabilité et grande robustesse;
- grande « durée de vie » (de nombreuses décennies) ;
- relative facilité de réglage, même si les moyens mis en œuvre sont parfois imposants (rhéostats, autotransformateurs...) et lents ;
- assez bon rendement en général.

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

- contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance;
- système moins lourd et moins encombrant ;
- excellent rendement ;
- facilité de mise œuvre grâce à l'automatisation;
- protections de plus en plus efficaces ;
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

Les sources « primaires » de l'électrotechnique sont les suivantes :

- le réseau alternatif, sinusoïdal, monophasé ou triphasé, à valeur efficace V de tension imposée constante (source de tension) et à fréquence f constante. Ce réseau est généralement celui de la région ou du secteur géographique, mais peut aussi provenir d'un seul alternateur ;
- le réseau continu, à valeur U de tension imposée constante (source de tension).

Cette source est aussi bien l'alimentation d'un réseau ferroviaire qu'une batterie d'accumulateurs.

Les sources « secondaires » ou « utilisatrices » d'un convertisseur sont :

- soit une charge passive : résistance par exemple;
- soit un moteur, pouvant fonctionner éventuellement en génératrice;
- soit un autre réseau.

Si la source « secondaire » est à courant alternatif, on fait varier la valeur efficace V' de la tension, et parfois aussi sa fréquence f' . Si la source « secondaire » est à courant continu, on fait varier la tension U' [27].

L'utilisation croissante des équipements de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques contribue à la détérioration de la tension d'alimentation. En effet, ces charges dites déformantes sont non linéaires et appellent du réseau électrique un courant non sinusoïdal possédant un contenu harmonique. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau peuvent, lorsqu'ils sont importants en amplitude, créer des tensions harmoniques et ainsi perturber le fonctionnement des autres équipements branchés au point commun de raccordement [28,29].

II.2. Les interrupteurs de puissance :

II.2.1 Définition :

Les convertisseurs utilisant des interrupteurs électroniques fonctionnant soit à l'état passant (ou fermé), soit à l'état bloqué (ou ouvert). Le passage d'un état à l'autre, appelé commutation, s'effectue périodiquement. On note cette période par T_e .

Cet interrupteur est réalisé par un ou plusieurs composants électroniques à semi-conducteurs. Mais ce qui est intéressant, c'est la possibilité d'obtenir des commutations très rapides, mettant en jeu des courants ou des tensions très élevés.

II.2.2. L'interrupteur idéal de puissance :

Un interrupteur K peut être considéré comme un dipôle réalisant une connexion « de type binaire » (état ouvert ou bloqué d'une part, état fermé ou passant d'autre part) entre deux sources de puissance, ou entre une source et un récepteur.

L'interrupteur idéal est un élément sans dissipation d'énergie :

- chute de tension nulle à l'état fermé;
- courant nul à l'état ouvert ;
- énergie dissipée nulle en passant d'un état à l'autre : pas de pertes de commutation.

II.2.3. L'interrupteur réel de puissance :

La diode C'est le composant à semi-conducteurs le plus simple, le moins coûteux, le plus fiable. Mais il n'est pas commandable. Une diode conduit dès que la tension à ses bornes est positive ($i > 0, v > 0$ très faible) et se bloque quand le courant qui la traverse tend vers 0 ($v < 0, i < 0$ très faible).

En définitive, les changements d'état de la diode sont spontanés et donnés par les relations suivantes :

- À la fermeture, CF = ($i > 0, v > 0$ très faible)
- À l'ouverture, CO = ($v < 0, i < 0$ très faible)

En commutation (lors du changement d'état), on caractérise la diode au moment du blocage par le temps de recouvrement inverse t_{rr} (reverse recovery time) qui est la durée pendant laquelle elle laisse passer un courant inverse jusqu'au blocage définitif. Ce temps est indispensable pour la charge du condensateur équivalent à l'état bloqué. On désigne par Q_{rr} (Reverse recovery charge) la valeur de cette quantité d'électricité de la jonction PN.

II.2. 4. La diode:

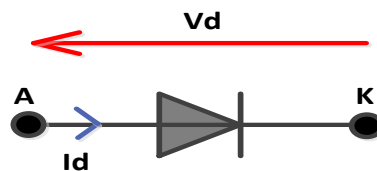


Fig. II.1. Le symbole de diode.

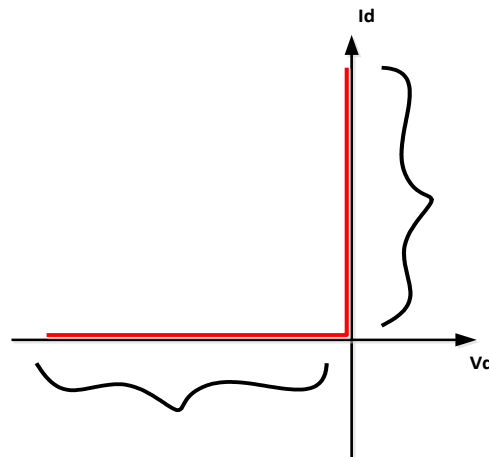
II.2. 4.1. L'étude des caractéristiques de la diode :

II.2. 4.1.a. Caractéristique courant-tension d'une diode parfaite :

La diode est l'interrupteur électronique non commandé réalisant les fonctions suivantes :

- Fermé dans un sens (direct).
- Ouvert dans l'autre (inverse).

D'où la caractéristique statique idéales. (Fig. II.2):



Sous polarisation "**directe**"
 (" $V_d \geq 0$ "), la diode = **court-circuit**
 (i.e. conducteur parfait).

Sous polarisation "**inverse**" ($V_d < 0$)
 la diode = circuit ouvert.

Fig. II.2. Caractéristique courant-tension d'une diode idéale.

- Le courant I_d ne peut "passer que dans un sens".
- Ce type de composant est utile pour réaliser des fonctions électroniques telles que le redressement d'une tension, la mise en forme des signaux (écrêtage, ...).
- La diode (même idéale) est un composant *non-linéaire*.
- Aujourd'hui la majorité des diodes sont faites à partir de matériaux *semi-conducteurs* (Jonction PN ou diode Schottky).

Ses caractéristiques statiques (état fermé ou état ouvert) sont les « demi-droites » placées sur les axes du diagramme (i, v), aussi les conditions de changement d'état et de la mise en œuvre des transitions constituent la commande CF (à la fermeture) ou la commande CO (à l'ouverture).

II.2. 4.1.b. Caractéristique de la diode réelle:

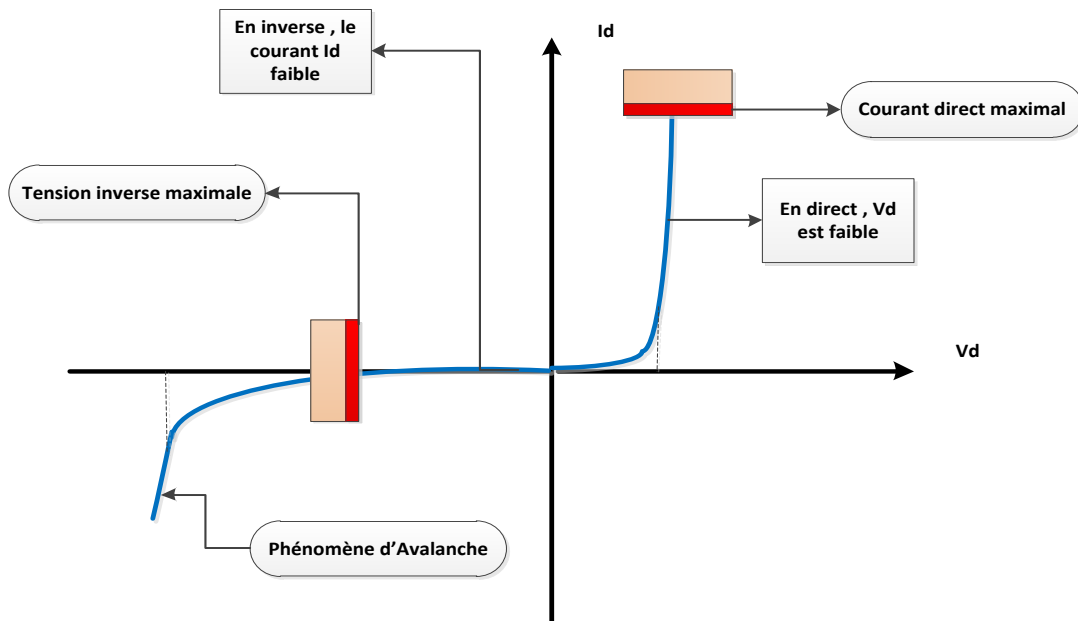


Fig. II.3. Graphe tension-courant.

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états :

- a)- A l'état passant : $V_d \approx 0$, le courant direct est limité au courant direct maximal ;
- b)- A l'état bloqué : $I_d \approx 0$, la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la tension inverse maximale.

On remarque sur ce graphe, quand la diode est polarisée en direct le courant I_d reste pratiquement nul jusqu'à une certaine valeur de la tension V_d , dite tension de seuil(ou tension de coude) à partir de laquelle le courant croît rapidement.

La tension V_d est de l'ordre :

$$\begin{cases} V_d \approx 0,6 \text{ v} & \text{pour le silicium} \\ V_d \approx 0,2 \text{ v} & \text{pour le germanium} \end{cases}$$

II.2.5. Le Thyristor :

Le thyristor est un semi-conducteur à fermeture commandée, en plus de l'anode a et la cathode k, il possède une électrode de commande c'est la gâchette G. (figure II.4).

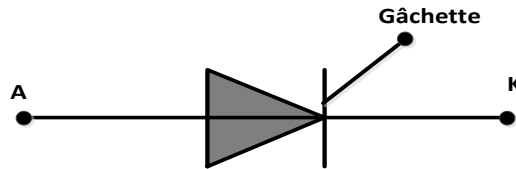


Fig. II.4. Symbole de thyristor.

II.2. 5.1 Les caractéristiques de thyristors :

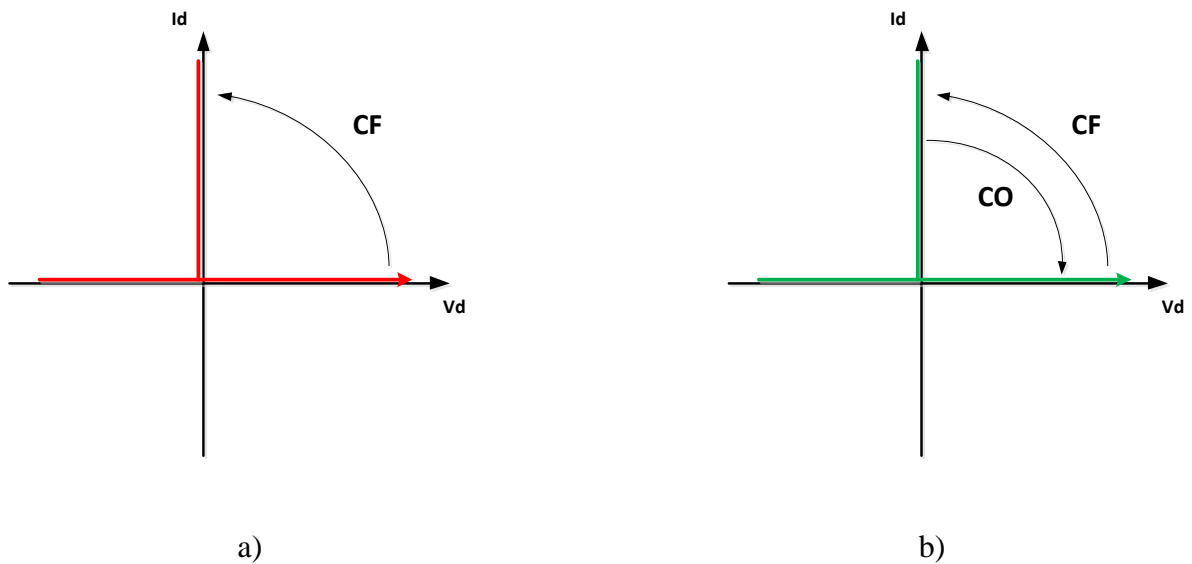


Fig. II.5. Caractéristiques des thyristors.

II.2. 5.2. Le thyristor Ordinaire :

La commande externe n'agit que pour la fermeture. La fermeture de l'interrupteur thyristor correspond à l'amorçage d'un phénomène d'avalanche au niveau de la jonction voisine de la gâchette. Elle s'effectue en envoyant des impulsions entre gâchette G et cathode K alors que la tension entre anode A et cathode K est positive ($V_{AK} > 0$).

Une autre commande à **la fermeture** est possible en envoyant en permanence des impulsions sur la gâchette; la commutation à la fermeture s'effectue dès que la tension anode-cathode est positive. La chute de tension anode-cathode à l'état fermé du thyristor est le plus souvent négligeable (inférieure à 0,5 V).

La commande à **l'ouverture** est semblable à celle de la diode : le courant dans le composant doit devenir nul. (Figure II.5.a).

II.2.5.3. Le thyristor GTO (Gate Turn Off):

C'est un interrupteur commandable par la gâchette. La commande externe agit pour la fermeture et pour l'ouverture. La fermeture de l'interrupteur thyristor correspond à l'amorçage d'un phénomène d'avalanche au niveau de la jonction voisine de la gâchette. Elle s'effectue comme pour le thyristor « simple », par des impulsions entre gâchette G et cathode K alors que la tension entre anode A et cathode K est positive ($V_{AK} > 0$). (Figure II.5.b).

La chute de tension anode-cathode à l'état fermé du thyristor est le plus souvent négligeable (inférieure à 0,5 V).

La commande à l'ouverture est semblable à celle d'un transistor : le courant dans la gâchette est négatif durant un temps t_{off} très court (quelques microsecondes).

Il est important pour évacuer rapidement les charges résultant de l'effet d'avalanche ($i > 0$) et provoquer ainsi le blocage. L'effet d'avalanche cesse également si le courant devient nul. [6]

II.2.6. Commande interne ou externe d'un interrupteur :

Selon les cas, et selon la technologie de l'interrupteur, on distingue les changements d'état :

II.2.6 .1. Spontané :

Le point de fonctionnement (v, i) évolue de manière continue d'une « demi-droite » d'axe horizontal à une « demi-droite » d'axe vertical (ou l'inverse).

La commande (au sens large du terme) est alors interne. Si, par exemple, le courant positif évolue vers 0 pour provoquer le blocage (l'ouverture) de l'interrupteur. De même, si la tension négative évolue vers 0 pour provoquer la conduction (la fermeture) de l'interrupteur.

II.2.6 .2. Forcé ou provoqué:

Le point de fonctionnement (v, i) évolue de manière discontinue d'une « demi-droite » d'axe horizontal à une « demi-droite » d'axe vertical (ou l'inverse), par une action (ou signal) extérieure. La commande est alors externe. Comme cette action sur les composants aura lieu sur une gâchette (pour le thyristor ou le triac) ou une grille (pour le transistor MOS ou IGBT).

II.2.7. Diodes de redressement

Le tableau II.1 indique les données techniques de quelques diodes de redressement.

Type de Diodes	Tension inverse maximale	Courant inverse	Courant direct nominal	Tension direct	Utilisation
1SR154-400	400 V	10 μ A	1 A	1,1 V	Redressement Usage général
1SR154-600	600 V	10 μ A	1 A	1,1 V	
1SR159-200	200 V	10 μ A	1 A	0,98 V	Diode rapide * $t_{rr}=50$ ns
1SR156-400	400 V	10 μ A	1 A	1,3 V	Diode rapide * $t_{rr}=400$ ns
1SR159-400	400 V	10 μ A	1 A	1,2 V	Diode rapide * $t_{rr}=25$ ns

Tab. II.1. Caractéristiques de diodes de redressement.

Remarque : les courants nominaux traversant ces diodes sont faibles.

II.3. Les redresseurs (rectifiers) :

II.3.1. Définition de redresseurs :

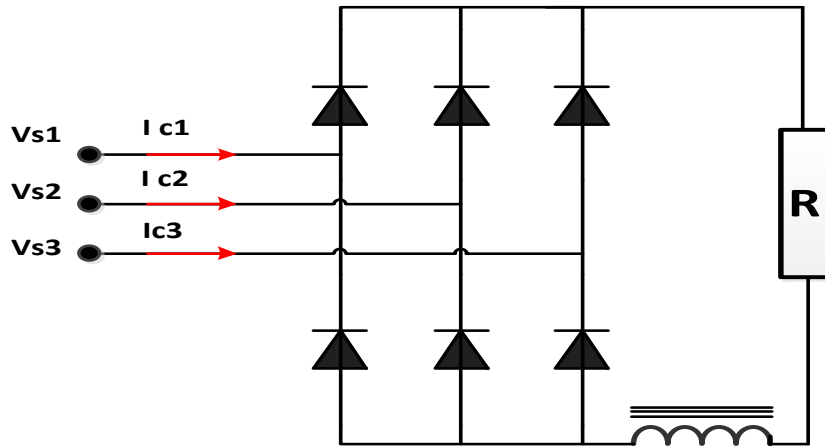
Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu.

Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

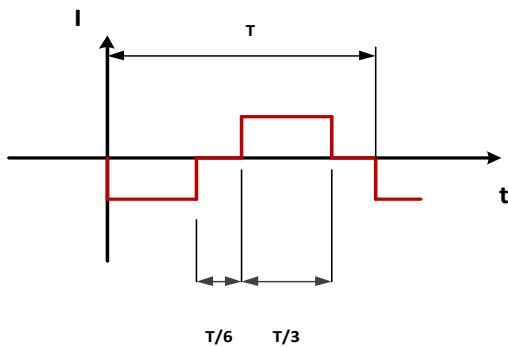
Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

II.3. 2. La relation entre les redresseurs et les courants harmoniques:

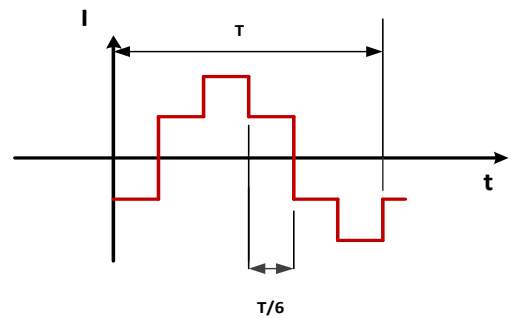
Les ponts redresseurs et en général les convertisseurs statiques (diodes et thyristors) sont générateurs de courants harmoniques. Ainsi, avec le pont de Graëtz, le courant continu parfait débité, impose un courant alternatif non sinusoïdal, composé de créneaux lorsque la charge est fortement inductive (fig. II.6), ou de pointes lorsque le pont de diodes est suivi d'un condensateur comme c'est souvent le cas (fig. II.7).



(a) montage de pont de Graëtz utilisant.



(b) Courant de phase d'alimentation du redresseur.



(c) Courant de phase en amont d'un transformateur triangle-étoile alimentant le redresseur.

Fig. II.6 Courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graëtz débitant un courant continu parfait sur charge très inductive.

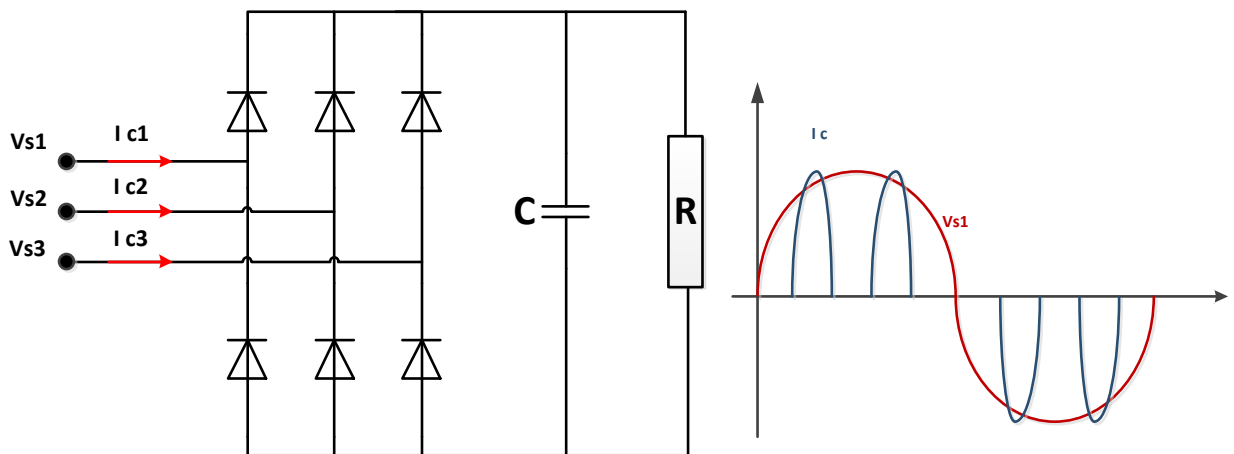


Fig. II.7. Courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graëtz suivi d'un condensateur.

Malgré leur forme différente, les deux courants ont les mêmes composantes harmoniques caractéristiques. Les composantes harmoniques caractéristiques des créneaux de courants d'alimentation des redresseurs ont les rangs n , tels que $n = (k p) \pm 1$;

Où :

- $k = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$
- $p =$ nombre de bras du redresseur, par Exemple :
- pont de Graëtz $p = 6$,
- hexaphasé $p = 6$,
- dodécaphasé $p = 12$

.Ainsi, pour les redresseurs cités, les harmoniques présents seront de rangs 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, etc. avec $p = 6$, et de rangs 11, 13, 23, 25, etc., avec $p = 12$.

Ces harmoniques, dits caractéristiques, sont de rangs impairs, et leurs intensités, lorsqu'elles sont proches de la forme idéale de la figure 5 ont, en première approximation, pour valeur

$I_n = I_1/n$; Avec I_1 courant à la fréquence fondamentale. Il est alors aisé de constater que les

harmoniques I_5 et I_7 ont les amplitudes les plus grandes, et qu'ils peuvent être supprimés par l'utilisation du pont dodécaphasé ($p = 12$).

Dans la pratique, les spectres de courant sont sensiblement différents. En effet de nouvelles composantes harmoniques paires et impaires dites non caractéristiques et de faibles amplitudes sont créées, et les amplitudes des harmoniques caractéristiques modifiées, par plusieurs facteurs tels que :

- asymétrie de construction,
- imprécision de l'instant d'ouverture des thyristors,
- temps de commutation,
- filtrage imparfait.

De plus, dans le cas de ponts à thyristors un déphasage des harmoniques en fonction de l'angle de retard de l'amorçage peut être observé.

Les ponts mixtes diodes-thyristors sont générateurs d'harmoniques d'ordre pair. Leur emploi est limité aux petites puissances car l'harmonique de rang 2 est très gênant et difficile à éliminer. [3]

II.3. 3. Classement des redresseurs :

Le redresseur réalise une conversion souvent réversible alternatif-continu :

- * soit de type $(V, f) \leftrightarrow (U')$ pour un convertisseur réversible;
- * soit de type $(V, f) \leftrightarrow (U')$, avec $U' > 0$ pour un convertisseur non réversible mais commandé;
- * soit de type $(V, f) \leftrightarrow (U)$, avec $U > 0$ pour un convertisseur non réversible et non commandé.

On distingue alors deux cas :

- * l'opérateur n'a pas la possibilité de régler la valeur moyenne U de la tension de sortie. Le convertisseur est non commandé. C'est le cas des redresseurs à diodes ;
- * l'opérateur a la possibilité de régler la valeur moyenne U' de la tension de sortie. Le convertisseur est commandé. C'est le cas des redresseurs à thyristors.

Le classement des redresseurs dépend essentiellement :

- de la nature de la source génératrice : tension alternative monophasée ou triphasée;
- du type de redresseur : non commandé (à diodes) ou commandé (à thyristors);
- de la commande des thyristors : l'angle de retard à l'amorçage δ par rapport à la commutation naturelle du redresseur à diodes est inférieur ou supérieur à $\pi/2$ du transfert de puissance : fonctionnement sur 1, 2 ou 4 quadrants.

En pratique, pour tous les redresseurs couramment utilisés, la source est alternative de valeur efficace de tension V et de fréquence $f = 1/T$ imposées (celles du réseau ou d'un alternateur fonctionnant à vitesse constante) et un échange de puissance positif ou négatif existe avec la source à courant continu I .

On est amené à considérer :

- la valeur moyenne de la tension de sortie $U_{ch\ moy} = U'$;
- la valeur efficace $I_{s\ eff}$ du courant $i_s(t)$ de la source alternative, ou de l'une des phases si cette source est triphasée;
- la valeur efficace du fondamental $I_{sf,eff}$ du courant $i_s(t)$.

II.3. 4. Les types de montages redresseurs :

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives le plus souvent, le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages :

- P_q** : montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance" ;
- PD_q** : montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
- S_q** : montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale. [30]

II.3.5. redresseurs simple alternance : montage P3

Les assemblages des diodes D1, D2, D3 que nous appelons les commutateurs, et Seul le secondaire en étoile du transformateur est représenté donc la façon dont sont groupés les enroulements sièges des tensions alternatives à redresser, qui définit le type de montage et seule la diode dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire.

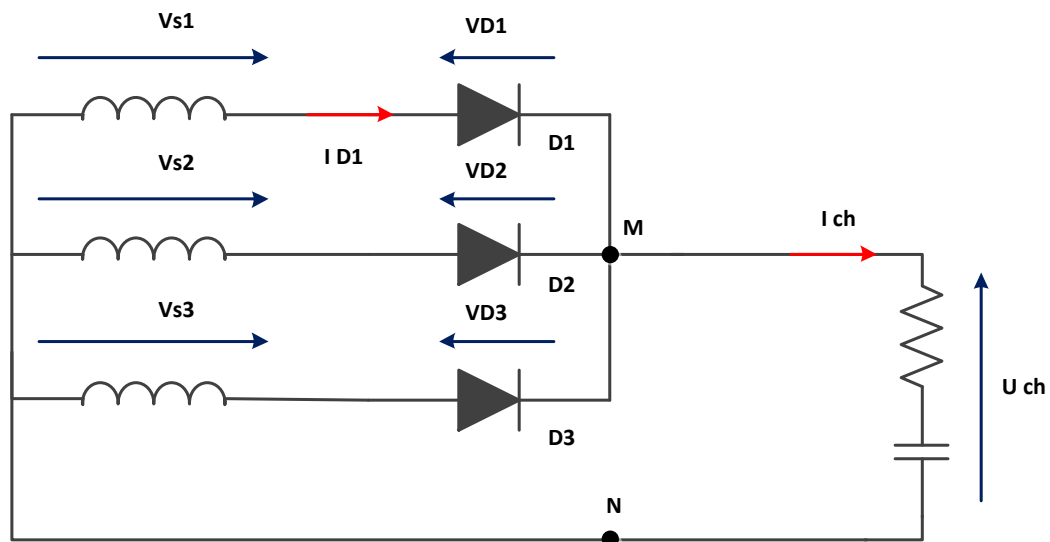


Fig. II.8. Redresseur simple alternance. Montage parallèle P3.

Seule la diode dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire.

Supposons qu'à un instant donné, V_{s1} est la tension la plus élevée. Si la diode D_2 conduit ($V_{D2} = 0$, $U_{ch} = V_{s1}$), D_1 se trouve sous la tension : $V_{D1} = V_{s1} - U_{ch} = V_{s1} - V_{s2} > 0$ et devient passante.

On a alors : $V_{D1} = 0$ et $V_{D2} = V_{s2} - V_{s1} < 0$.

Donc la diode D_2 se bloque. On a donc :

$$U_{ch} = V_{s1} \text{ quand } V_{s1} > V_{s2} \text{ et } V_{s3} .$$

$$U_{ch} = V_{s2} \text{ quand } V_{s2} > V_{s1} \text{ et } V_{s3} .$$

$$U_{ch} = V_{s3} \text{ quand } V_{s3} > V_{s1} \text{ et } V_{s2} .$$

La diode D_i conduit lorsque la tension V_{si} est la plus grande.

Ainsi chaque diode conduit pendant un tiers de la période. On a représenté dans le tableau sous le graphe les intervalles de conduction des diodes (0 : diode bloquée ; 1 : diode passante) ainsi que les expressions des tensions U_{ch} et V_{D1} .

Soit : $V_{D1} = V_{s1} - U_{ch}$

$$V_{D1} = 0 \quad \text{lorsque } D_1 \text{ conduit,}$$

$$V_{D1} = V_a - V_b \text{ lorsque } D_2 \text{ conduit.}$$

$$V_{D1} = V_a - V_c \text{ lorsque } D_3 \text{ conduit.}$$

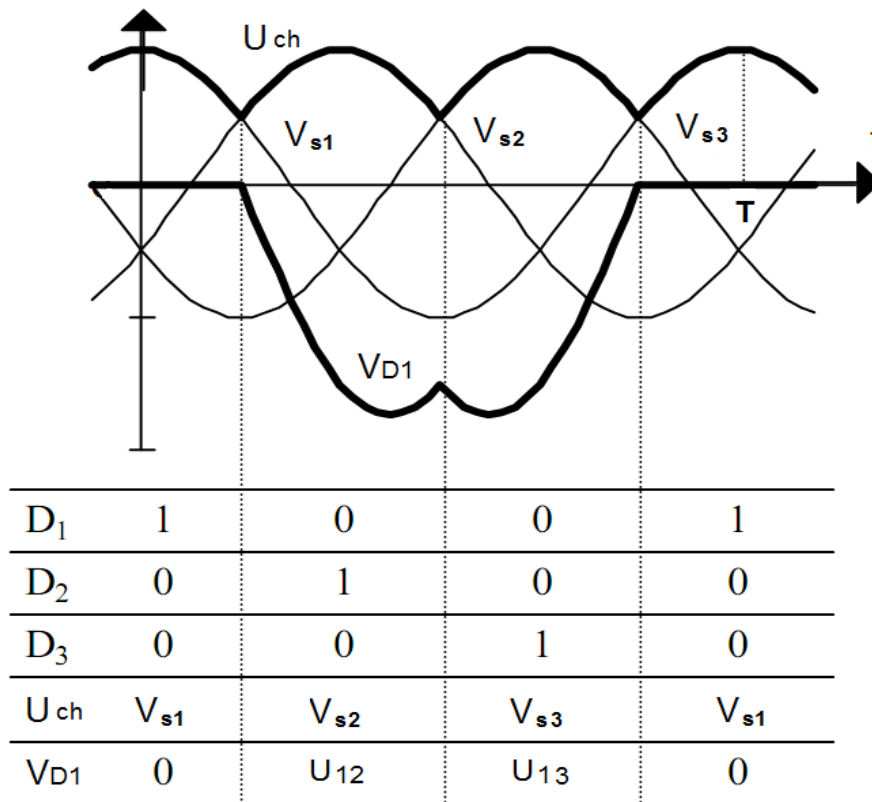


Fig. II.9. Montage P3 : tension redressée.

II.3.5.1. Etude de la tension redressée :

La tension redressée U_{ch} est périodique de période $T/3$ (T/p).

Entre $-T/6$ ($-T/2p$) et $+T/6$ ($+T/2p$) , cette tension s'exprime :

$$U_{ch}(t) = U_{max} \cos \omega t$$

Avec : $U_{max} = V\sqrt{2}$, V étant la valeur efficace des tensions simples.

❖ **La valeur moyenne :**

On note $U_{ch moy}$ la valeur moyenne de $U_{ch}(t)$, on calcul :

$$U_{ch moy} = \frac{1}{T/3} \int_{-T/6}^{T/6} U_{ch}(t) \cdot dt = U_{max} \frac{\sin(\pi/3)}{\pi/3} = 0,83 U_{max} \quad (\text{II. 1})$$

Dans le cas général :

$$U_{ch moy} = \frac{1}{T/p} \int_{-T/2p}^{T/2p} U_{ch}(t) \cdot dt = U_{max} \frac{\sin(\pi/p)}{\pi/p} \quad (\text{II. 2})$$

❖ **La valeur efficace :**

On calcule :

$$U_{ch eff} = \sqrt{\frac{1}{T/3} \int_{-T/6}^{T/6} U_{ch}^2 \cdot dt} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi/3)}{2\pi/3}} = 0,84 U_{max} \quad (\text{II. 3})$$

Dans le cas général :

$$U_{ch eff} = \sqrt{\frac{1}{T/p} \int_{-T/2p}^{T/2p} U_{ch}^2 \cdot dt} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi/p)}{2\pi/p}} \quad (\text{II. 4})$$

❖ **Facteur de forme :**

$$F = \frac{U_{ch eff}}{U_{ch moy}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi/3)}{2\pi/3}}}{\frac{\sin(\pi/3)}{\pi/3}} = 1,02 \quad (\text{II. 5})$$

Dans le cas général :

$$F = \frac{U_{ch eff}}{U_{ch moy}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi/p)}{2\pi/p}}}{\frac{\sin(\pi/p)}{\pi/p}} \quad (\text{II. 6})$$

II.3.5.2. Etude des courants :

❖ **Courant dans la charge :**

Ce courant est constant par hypothèse (charge fortement inductive).

Le montage P3 présente à chaque instant une diode susceptible d'être passante. L'hypothèse d'avoir I_{ch} constant est donc réaliste.

❖ Courant dans une diode :

Le courant dans les diodes est égal à I_{ch} lorsque la diode considérée est passante. Il est égal à 0 si la diode est bloquée. Chaque diode est donc parcourue par un courant d'intensité I_{ch} pendant une fraction $1/q$ de la période T des tensions d'alimentation. L'intensité i_{D1} du courant traversant D_1 évolue donc comme l'indique la figure II.10.

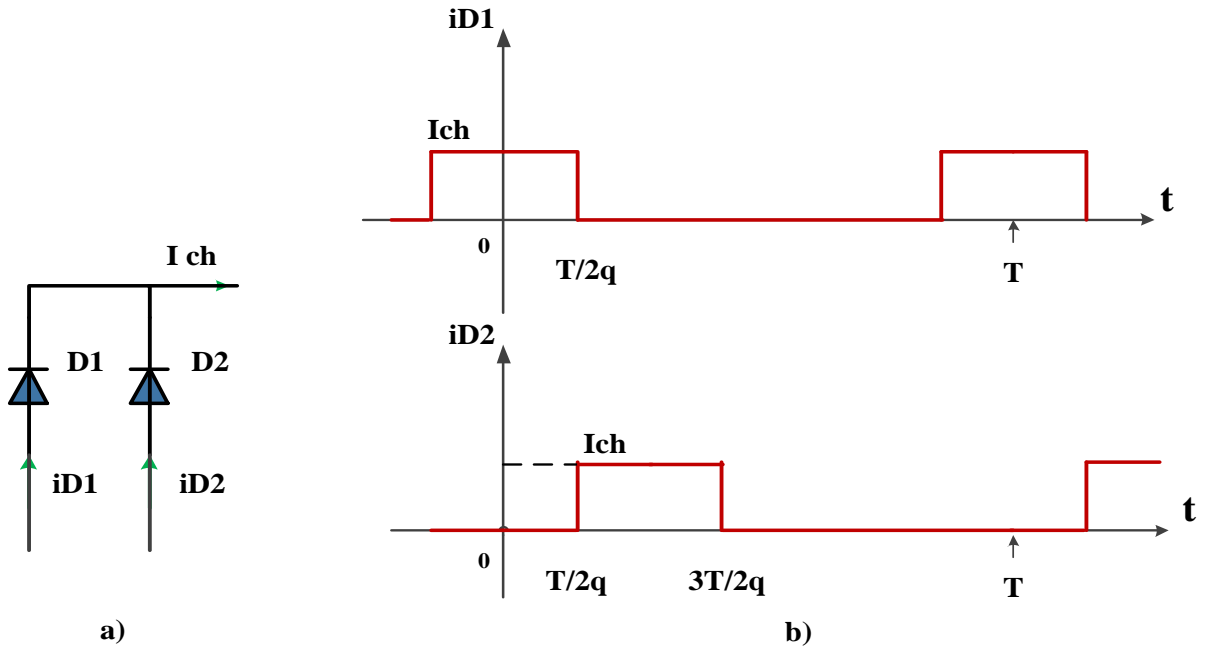


Fig. II.10. Montage Pq . Courant dans une diode.

On déduit les valeurs moyenne et efficace du courant dans une diode pour un réseau triphasé ($q=3$) :

$$\begin{cases} I_{D moy} = \frac{1}{T} \int_{-T/6}^{T/6} I_{ch}(t) \cdot dt = \frac{I_{ch}}{3} \\ I_{D eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/6}^{T/6} I_{ch}^2 \cdot dt} = \frac{I_{ch}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (II.7)$$

Dans le cas général :

$$\begin{cases} I_{D moy} = \frac{1}{T} \int_{-T/2q}^{T/2q} I_{ch}(t) \cdot dt = \frac{I_{ch}}{q} \\ I_{D eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2q}^{T/2q} I_{ch}^2 \cdot dt} = \frac{I_{ch}}{\sqrt{q}} \end{cases} \quad (II.8)$$

II.3.6. Redressement parallèle double ou en pont montage PD3 :

Dans le cas général, les q enroulements, sièges des q tensions alternatives V_1, V_2, V_3 sont encore couplés en étoile, mais on utilise $2q$ ($q = 3$) diodes.

Le premier groupe, D_1, D_2, D_3 forme un commutateur "plus positif" et réunit M à la plus positive des bornes 1, 2,3. Le second groupe D_4, D_5, D_6 forme un commutateur "plus négatif" et relie N à la plus négative des bornes 1, 2,3. Cet ensemble de $2q$ avec ($q = 3$) diodes est couramment appelé pont de diodes.

La tension redressée U_{ch} , recueillie entre M et N, est égale, à chaque instant, à la plus grande différence entre les tensions d'entrée. Le montage effectue donc un double choix, d'où le sigle PD (parallèle double) utilisé.

La figure ci-dessous représente le redresseur **PD3**. Seul le secondaire du transformateur est représenté.

Ce montage est à comparer au pont de Graëtz en monophasé et à ce titre il peut également être appelé triphasé double alternance.

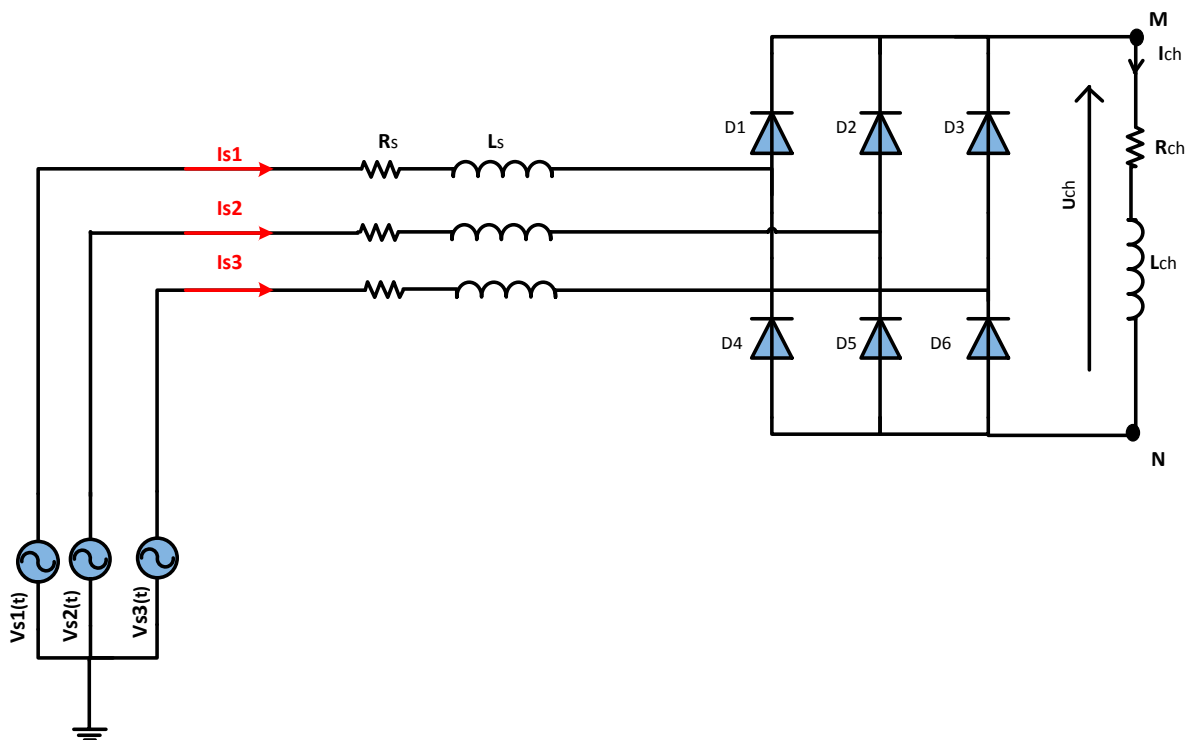


Fig. II.11. Redresseur à Diodes (pont de Graëtz) avec charge RL.

Le secondaire du transformateur est couplé en étoile et connecté à deux groupes de diodes : un commutateur à cathode commune (D_1, D_2, D_3) et un commutateur à anode commune (D_4, D_5, D_6).

L'existence d'un courant continu dans la charge exige la conduction de deux diodes à tout instant, une de chaque commutateur.

La règle pour déterminer les diodes passantes est la même que pour le montage P3 :

- pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit, d'où la dénomination « plus positif » ;
- pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel négatif le plus faible conduit, d'où la dénomination « plus négatif ».

Donc :

Lorsque $V_{s1} > V_{s3} > V_{s2}$, D_1 et D_5 conduisent : $U_{ch} = V_{s1} - V_{s2}$;

Lorsque $V_{s1} > V_{s2} > V_{s3}$, D_1 et D_6 conduisent : $U_{ch} = V_{s1} - V_{s3}$;

Lorsque $V_{s2} > V_{s1} > V_{s3}$, D_2 et D_6 conduisent : $U_{ch} = V_{s2} - V_{s3}$;

Etc ...

Chaque diode conduit ainsi pendant un tiers de période (on dira que l'indice de commutation de ce montage est $q = 3$) tandis que la tension redressée se compose de six portions de sinusoïdes par période T (on dira que l'indice de pulsation est $p = 6$) ; ces deux indices avaient des valeurs égales dans le cas des montages parallèles simples.

Sur la figure Fig. II.12, on a représenté l'allure de la tension redressée U_{ch} ainsi que la tension aux bornes de la diode D_1 (V_{D1}).

II.3.6.1. Etude de la tension redressée :

La tension redressée U_{ch} est périodique de période T/p ($T/6$).

Entre 0 et T/p ($T/6$), cette tension a pour expression :

$$U_{ch}(t) = U_{max} \cos \omega t$$

Avec : $U_{max} = U\sqrt{2}$,

U étant la valeur efficace des tensions composées.

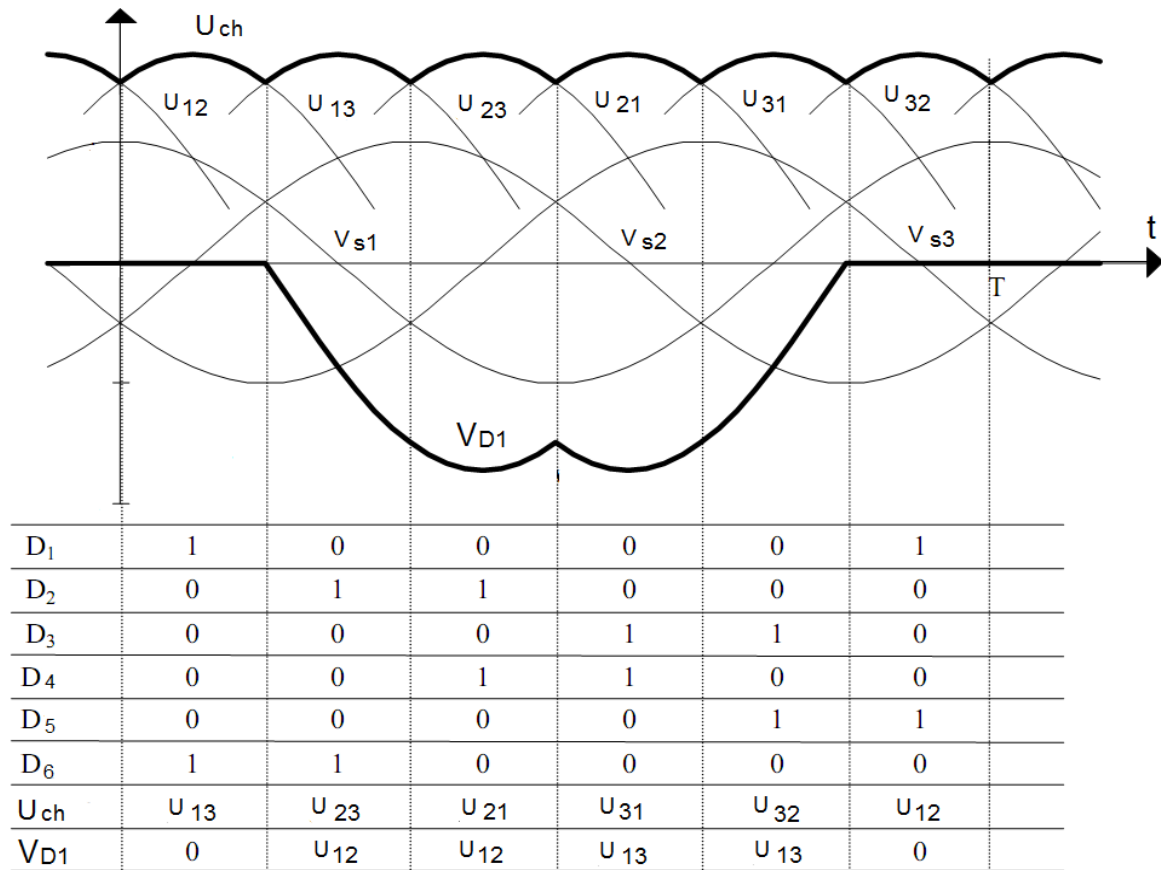


Fig. II.12. Montage PD3 - tension redressée.

❖ La valeur moyenne :

$$U_{ch\ moy} = \frac{1}{T/6} \int_{-T/12}^{+T/12} U_{ch} \cdot dt = U_{max} \frac{\sin(\pi/6)}{\pi/6} = 0,95 U_{max} \quad (II.9)$$

Ou ; $U_{ch\ moy} = \frac{2q}{\pi} U_{max} \sin \frac{\pi}{q} \quad (II.10)$

La valeur efficace :

$$U_{ch\ eff} = \sqrt{\frac{1}{T/6} \int_{-T/12}^{+T/12} U_{ch}^2 \cdot dt} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1 + \sin(2\pi/6)}{2\pi/6}} = 0,94 U_{max} \quad (II.11)$$

❖ Facteur de forme :

$$F = \frac{U_{ch\ eff}}{U_{ch\ moy}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi/6)}{2\pi/6}}}{\frac{\sin(\pi/6)}{\pi/6}} = 1,0009 \quad (II.12)$$

On remarque que Ce résultat montre clairement que la forme de la tension redressée est plus proche du continu que pour le montage P3 ($F = 1,02$).

II.3.6.2 Etude des courants :

❖ **Courant dans une diode :**

Chaque diode conduit pendant $T/3$. Par un raisonnement analogue à celui utilisé pour le montage parallèle, on déduit :

$$\begin{cases} I_{D\ moy} = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} I_{ch} \cdot dt = \frac{I_{ch}}{3} \\ I_{D\ eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/3} I_{ch}^2 \cdot dt} = \frac{I_{ch}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (II.13)$$

Dans le cas général :

$$\begin{cases} I_{D\ moy} = \frac{I_{ch}}{q} \\ I_{D\ eff} = \frac{I_{ch}}{\sqrt{q}} \end{cases} \quad (II.14)$$

❖ **Courant dans les enroulements secondaires du transformateur.**

On voit sur la figure II.13.a l'intensité i_{s1} du courant de l'enroulement secondaire étudié s'exprime :

$$i_{s1} = i_{D1} - i_{D4} \quad (II.15)$$

Où i_{D1} et i_{D4} sont les intensités du courant dans les diodes D_1 et D_4 .

Chacune de ces diodes conduit le courant de la charge durant $T/3$; leur débloccage est décalé dans le temps d'une demi période (voir graphe figure II.12). Le graphe de l'intensité i_{s1} est donc celle de la figure II.13.b. Les valeurs moyenne et efficace ont respectivement pour expression :

$$\begin{cases} I_{s1\ moy} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/3} I_{ch} \cdot dt + \int_{T/2}^{T/2 + T/3} (-I_{ch}) \cdot dt \right\} = 0 \\ I_{s1\ eff} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/3} I_{ch}^2 \cdot dt} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} \end{cases} \quad (II.16)$$

Dans le cas général :

$$I_{s1\text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (\text{II. 17})$$

La valeur moyenne de l'intensité des courants secondaires est nulle et la valeur efficace est $\sqrt{2}$ fois plus grande qu'en commutation parallèle, à courant égal.

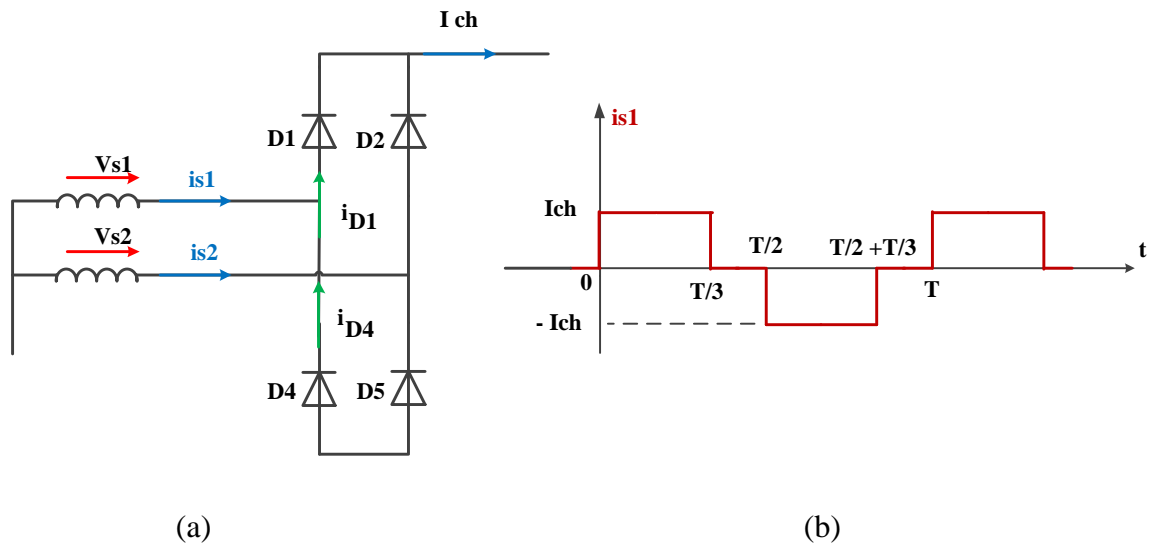


Fig. II.13. Montage PDq. Courant au secondaire du transformateur (enroulement 1).

❖ **Courant de la charge :**

Chaque enroulement secondaire est connecté à deux diodes D_i et D_j ($i=1, 2, 3, j=4, 5, 6$). Il est parcouru par I_{ch} pendant l'intervalle (T/q) ou la diode de premier groupe débite, et par $(-I_{ch})$ pendant l'intervalle de durée (T/q) ou c'est celle du second groupe qui conduit.

Ainsi par exemple pour la première phase on donne :

$$I_{s1} = +I_{ch}, \text{ quand } D_1 \text{ conduit.}$$

$$I_{s1} = -I_{ch}, \text{ quand } D_4 \text{ conduit.}$$

$$I_{s1} = 0, \text{ quand } D_1, D_4 \text{ ne conduisent.}$$

q : nombre des phases.

II.4.Développement en série de fourrier (harmonique courant) :

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

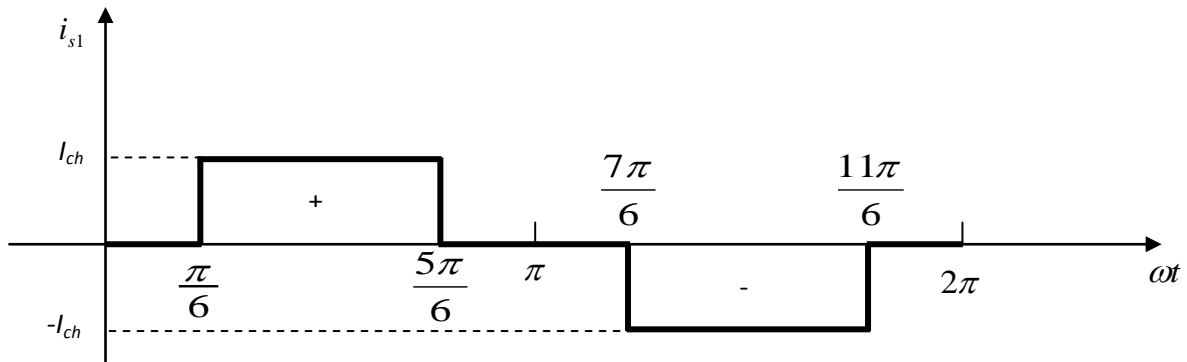


Fig. II.14. La forme rectangulaire de courant d'entrée de pont a diodes.

Pour décomposer les courants $I_{s1,2,3}$ on appliquera le théorème de Fourier :

$$I_{s1}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \tag{II. 18}$$

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{2T} \int_0^T I_{s1}(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T I_{s1}(t) \cos(n\omega t) dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T I_{s1}(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \tag{II. 19}$$

$I_{s1}(t)$ est impaire donc $a_0=a_n =0$ puisque ;

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T I_{s1}(t) dt = \frac{2}{T} \left(\int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_{ch} dt + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} -I_{ch} dt \right) = \frac{I_{ch}}{T} (5\pi - \pi - 11\pi + 7\pi) = 0.$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T I_{s1}(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{I_d}{T} \left(\int_{\pi/6}^{5\pi/6} \cos(n\omega t) dt - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \cos(n\omega t) dt \right) = 0.$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T I_{s1}(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{s1}(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_{ch} \cdot \sin(n\omega t) \cdot d\omega t - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_{ch} \cdot \sin(n\omega t) \cdot d\omega t \right\}$$

Après le calcul on trouve :

$$b_n = \frac{2I_{ch}}{n\pi} \left(1 - (-1)^n \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right) \quad (\text{II. 20})$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ pair} \\ \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) & \text{si } n \text{ impair} \\ 0 & \text{si } n \text{ multiple de } 3 \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

Donc:

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

Alors:

$$I_{s1}(t) = \sum_{n=1}^{n=\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

$$I_{s1}(t) = \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin(n\omega t)$$

$$I_{s1}(t) = \frac{4I_{ch}}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin(n\omega t)$$

Le courant d'entrée du redresseur est donné par la relation suivante :

$$I_{s1}(t) = \frac{2\sqrt{3}I_{ch}}{\pi} \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) + \dots \right] \quad (\text{II. 22})$$

La valeur efficace de courant fondamental :

$$I_{sf1,eff}(t) = \frac{2I_{ch}\sqrt{3}}{\pi} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{II. 23})$$

$$I_{sf1,eff} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} \left(\frac{2I_{ch}\sqrt{3}}{\pi} \cdot \sin(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (\text{II. 24})$$

$$I_{sf1,eff} = I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II. 25})$$

La valeur efficace de courant harmoniques :

$$I_{h1\text{eff}} = I_{s1\text{eff}} - I_{sf1,\text{eff}} \quad (\text{II. 26})$$

$$\Rightarrow I_{h1\text{eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} - I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi}$$

$$I_{h1\text{eff}} = 0,036 I_{ch} \quad (\text{II. 27})$$

De même façon on a :

$$I_{h2\text{eff}} = 0,036 I_{ch} \quad (\text{II. 28})$$

$$I_{h3\text{eff}} = 0,036 I_{ch} \quad (\text{II. 29})$$

II.5.Conclusion:

Les autres convertisseurs de puissance tels que les gradateurs, les cycloconvertisseurs, etc., ont des spectres variables et plus riches que les redresseurs. A noter qu'ils sont parfois remplacés par des redresseurs à technique MLI- Modulation de Largeur d'Impulsions - (en anglais PWM - Pulse Width Modulation) qui travaillant avec une fréquence de découpage, sont normalement conçus pour ne générer qu'un faible niveau d'harmoniques.

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

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

Chapitre III

Identification des courants harmoniques

III.1. Introduction :

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Dans ce chapitre, nous étudierons la structure générale du *filtre actif parallèle*, laquelle a été divisée en deux : *la partie puissance* et *la partie contrôle-commande*. On laisse la partie puissance au prochain chapitre. Dans la partie contrôle-commande, nous aborderons le bloc de l'identification des courants perturbés.

Dans la littérature on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs auteurs présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode [27, 28, 29, 30,31, 32]. Ces méthodes se classifient dans deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel de l'outil mathématique développé [1].

III.2. Structure générale d'un filtre actif parallèle:

La Fig. III.1 donne la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : la partie puissance et la partie contrôle-commande.

La partie puissance est constituée [8]:

- d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ... etc.) avec des diodes en antiparallèle,
- d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
- d'un filtre de sortie.

La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :

- de la méthode d'identification des courants perturbés,
- 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,
- de la commande de l'onduleur de tension.

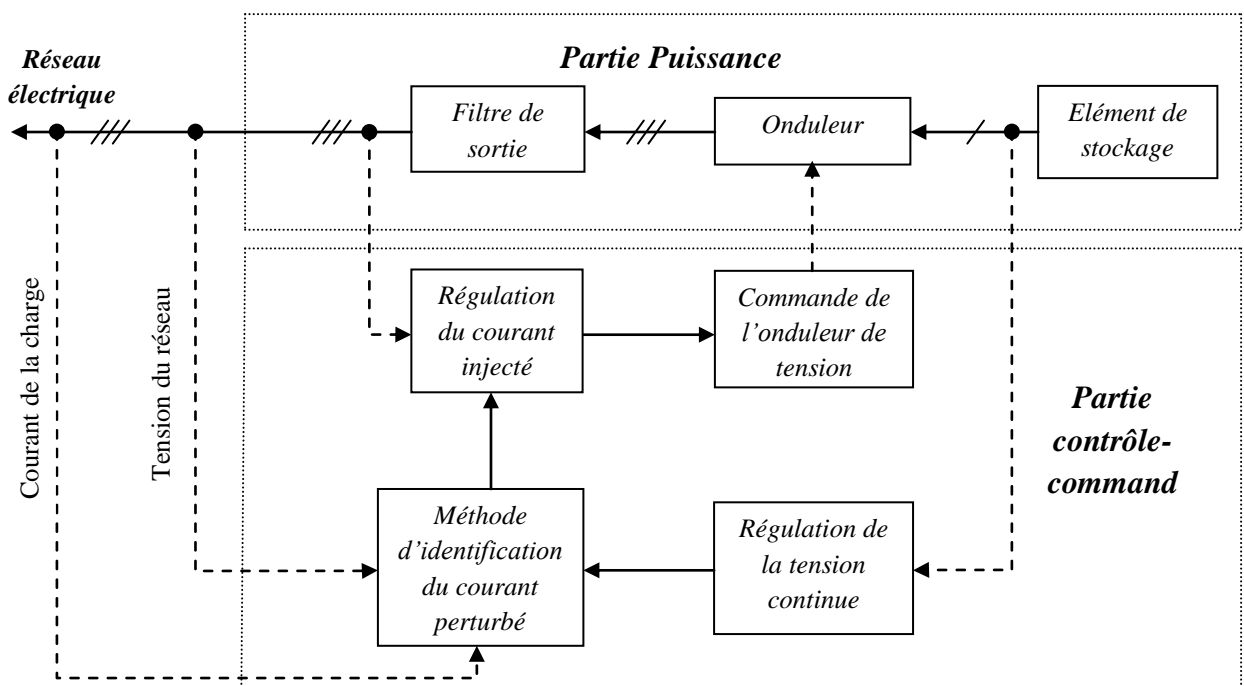


Fig. III.1 : Structure générale d'un filtre actif parallèle.

On va s'intéresser beaucoup plus sur la méthode d'identification du courant perturbé.

III.3. Classification des méthodes d'identification :

La qualité du filtrage réside dans l'efficacité de la méthode utilisée pour l'identification des courants harmoniques. Les méthodes d'identification sont classées en deux groupes [1] : « méthodes du domaine fréquentiel et méthode du domaine temporel ».

III.3.1. Méthodes du domaine fréquentiel :

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive,...etc.) pour identifier les harmoniques de courant [31]. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement : elles permettent donc une compensation sélective.

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

III.3.2. Méthodes du domaine temporel :

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

Les méthodes les plus importantes sont:

- La théorie P-Q de la puissance instantanée [08], [33],
- Algorithme du Repère de Référence Synchronisé (SRF) [34],
- Algorithme de la détection synchronisée (SDA) [35],
- Algorithme Fryze-Bucholz Depenbanck (FBD) [34],
- La méthode sinusoïdale Généralisée de Fryze (SGF) [08],
- La méthode basée sur le courant actif [08], [35],
- La méthode tri-monophasée [35],
- La méthode basée sur la régulation de la tension continue [35].

III.4. La stratégie d'identification:

La stratégie d'identification se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Il existe trois possibilités d'identification des courants perturbateurs.

- 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.

La première méthode est la plus utilisée pour le filtre actif parallèle pour compenser les courants perturbateurs causés par les charges polluantes. Cette méthode de détection sera employée dans cette étude [18] [19].

III.5. Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques :

La méthode de la théorie (P-Q) a l'avantage d'être assez simple pour la mettre en application sous forme analogique puisqu'elle a besoin seulement des opérations de multiplication et de filtrage simple [1] [34].

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

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

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

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

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

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

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

Du point de vue implantation, la méthode basée sur le courant actif est complexe.

L'algorithme d'identification des méthodes régulation de la tension continu, tri-monophasé et P-Q est plus simple que la méthode basée sur le courant actif.

Toutefois, des nouvelles méthodes apparaissent en se basant sur des réseaux de neurones et sur le calcul de produit de convolution et de corrélation entre signaux.

La méthode d'identification des courants harmoniques P-Q a une souplesse incomparable, un temps de réponse réduit et une implantation simple pour retourner au régime sinusoïdal [34].

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

III.6.Le système à base de PLL :

La tension appliquée dans la méthode d'identification est une tension triphasée (V_{s123}) fournie par un système à base de PLL (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase). En effet, comme nous l'avons montré précédemment, la tension du réseau doit être saine (sinusoïdale et équilibrée), 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 qui 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 [08].

III.7.Détermination des courants harmoniques de référence :

Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant quant aux performances obtenues par le filtre actif (précision, dynamique, ...) [36]-[37]. Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de mettre en œuvre une variante de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées, développée au sein de notre étude. La méthode classique des puissances instantanées est devenue aujourd'hui très courante dans les applications comme le

filtrage actif car elle réalise le meilleur compromis entre performances statique et dynamique [38] [11].

III.8.Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées :

III.8.1.Généralités sur les puissances instantanées :

La méthode des puissances instantanées est une méthode temporelle. Elle a été utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète). Cette méthode a été introduite par H. Akagi [39]. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère α - β) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives (Annexe I).

Dans la méthode classique des puissances instantanées [39], on utilise généralement, soit un filtre passe-haut (FPH), soit un filtre passe-bas (FPB) afin de ne garder que la composante harmonique du signal. La figure suivante III.2 présente le principe de cette méthode [11].

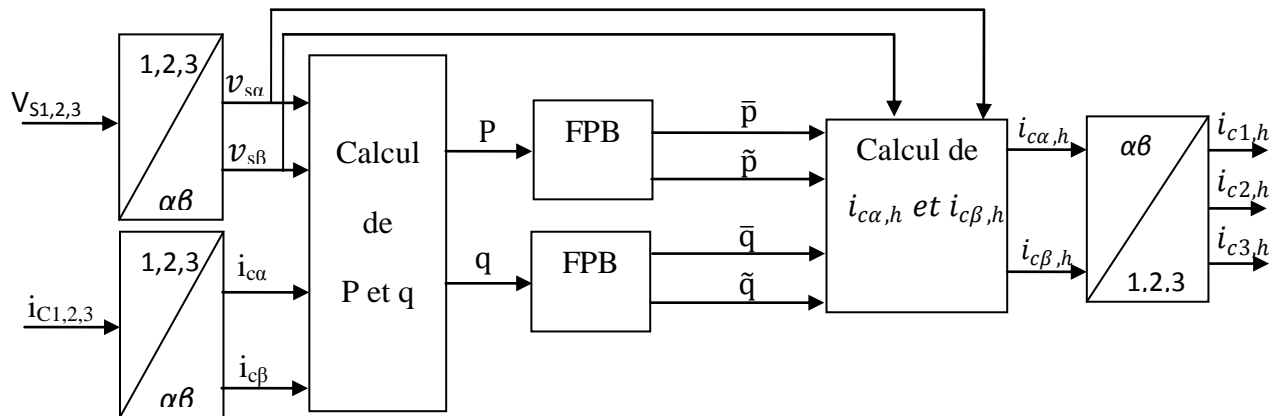


Fig. III.2. Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode classique des puissances active et réactive instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (q) et déformante (D). Comme le montre la relation III.1 :

$$S = \sqrt{P^2 + q^2 + D^2} \tag{III. 1}$$

La méthode d'identification des courants harmoniques, est plus simple, consiste à éliminer la composante continue des puissances active et réactive instantanées ce qui est relativement facile à réaliser [8], [35].

On exploite la transformation de Concordia pour obtenir les puissances active et réactive et nécessite de tensions sinusoïdales à la fréquence fondamentale.

On note respectivement les vecteurs des tensions simples au point de raccordement $[V_s]$ et des courants de charge $[i_c]$ d'un système triphasé et équilibré par : [08], [33], [35].

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i_c] = \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

La transformation $(\alpha, \beta, 0)$ triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

L'avantage de la transformation $(\alpha, \beta, 0)$ est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension.

En peut écrire la précédente relation comme suit:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

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

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

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues triphasés, on obtient:

$$P = v_{s\alpha} i_{c\alpha} + v_{s\beta} i_{c\beta} = V_{s1} i_{c1} + V_{s2} i_{c2} + V_{s3} i_{c3} \quad (\text{III. 8})$$

De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante:

$$q = v_{s\alpha} i_{c\beta} - v_{s\beta} i_{c\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{s1} - V_{s2}) i_{c3} + (V_{s2} - V_{s3}) i_{c1} + (V_{s3} - V_{s1}) i_{c2}] \quad (\text{III. 9})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le voltampère imaginaire (VAI) [08].

A partir de l'expression (III.7), En posant :

$$\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 \quad \text{On a:}$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III. 10})$$

Ou alors :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{c\alpha p} \\ i_{c\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{c\alpha q} \\ i_{c\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

Avec :

$$i_{c\alpha p} = \frac{v_{s\alpha}}{\Delta} P \quad i_{c\alpha q} = -\frac{v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (\text{III. 12})$$

$$i_{c\beta p} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} P \quad i_{c\beta q} = \frac{v_{s\alpha}}{\Delta} q \quad (\text{III. 13})$$

Les puissances instantanées selon les axes α et β peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} P_\alpha \\ P_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha} \\ v_{s\beta} \cdot i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha p} \\ v_{s\beta} \cdot i_{c\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha q} \\ v_{s\beta} \cdot i_{c\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\alpha p} \\ P_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{\alpha q} \\ P_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 14})$$

$$\begin{aligned} P_{\alpha p} &= \frac{v_{s\alpha}^2}{\Delta} P & P_{\alpha q} &= -\frac{v_{s\alpha} v_{s\beta}}{\Delta} q \\ P_{\beta p} &= -\frac{v_{s\beta}^2}{\Delta} P & P_{\beta q} &= -\frac{v_{s\alpha} v_{s\beta}}{\Delta} q \end{aligned} \quad (\text{III. 15})$$

$P_{\alpha p}$: Puissance instantanée active selon l'axe α .

$P_{\beta p}$: Puissance instantanée active selon l'axe β .

$P_{\alpha q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe α .

$P_{\beta q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe β .

D'après les expressions (III.15), on peut écrire :

$$P = P_{\alpha p} + P_{\beta p} + P_{\alpha q} + P_{\beta q} \quad (\text{III.16})$$

L'analyse de l'équation (III.16) nous ramène aux conclusions suivantes :

- La somme des puissances instantanées $P_{\alpha p}$ et $P_{\beta p}$ coïncide avec la puissance instantanée dans un circuit triphasé.
- La puissance réactive correspond à la partie de la puissance instantanée qui dépend de q .
- Ces puissances $P_{\alpha q}$ et $P_{\beta q}$ s'annulent entre elles et elles n'apportent aucune contribution au transfert de puissance instantanée entre la source et la charge.

Généralement, chacune des puissances P et q comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous [8, 40, 41] :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

Où :

- \bar{p} : une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant.
- \bar{q} : une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.
- \tilde{p} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (III.17). Pour cela, nous baserons notre étude sur l'analyse fréquentielle des puissances instantanées données dans différents cas de courant et tension.

III.8.2. Séparation des puissances perturbatrices :

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Deux circuits constituons, l'un de filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, et l'autre d'un filtre passe haut, les deux types de filtre d'extraction sont présentés à la figure suivante :

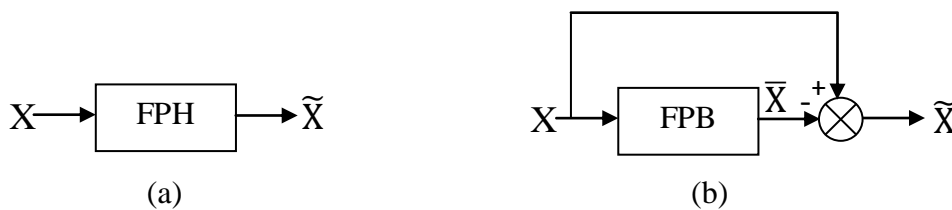


Fig. III.3. Deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique.

Ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes. Par [42], on verra qu'ils n'ont pas donné entière satisfaction car :

- Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général, la fréquence de coupure est choisie assez basse, entre 5 Hz et 35 Hz, ce qui engendre alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de variations rapides de la charge.
- Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

L'ordre du filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-haut du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. En effet, un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable dans notre étude.

La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre [08]:

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_0s + \omega_0^2} \quad (\text{III. 18})$$

La fréquence de coupure, $f_0 = \omega_0/2\pi$ est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées (\tilde{X}). Elle doit aussi permettre aussi le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale (\bar{X}). Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge, soit :

- ❖ 60 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms,
- ❖ 20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.

III.8.3. Calcul des courants perturbateurs :

En considérons les équations (III.10) et, (III.17) nous pouvons séparer le courant dans le repère ($\alpha - \beta$) en trois composantes active et réactive à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques. Ceci conduit à [8]:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant Actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants Harmoniques}} \quad (\text{III. 19})$$

Les courant harmoniques triphasés $i_{ck,h}$ ($k=1, 2, 3$) sont obtenues à partir des courants diphasés $i_{c\alpha h}$ et $i_{c\beta h}$ par la transformation inverse de Concordia soit :

$$\begin{bmatrix} i_{c1,h} \\ i_{c2,h} \\ i_{c3,h} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha,h} \\ i_{c\beta,h} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 20})$$

Si V et I_1 représentent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant fondamental et φ_1 , le déphasage entre eux, alors on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{p} = 3VI_{c1} \cos\varphi_1 \\ \bar{q} = -3VI_{c1} \sin\varphi_1 \end{cases} \quad (\text{III. 21})$$

Les termes \bar{P} et \bar{q} sont respectivement équivalents à la puissance active conventionnelle et à la puissance réactive conventionnelle.

De cette manière, l'élimination des courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives \tilde{p} et \tilde{q} . La suppression des courants réactifs revient à compenser la composante continue \bar{q} .

III.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons d'abord vue la structure générale d'un filtre actif connecté en parallèle sur le réseau afin d'injecter les courants permettant d'éliminer la pollution harmonique des charges non linéaires.

Pour l'identification des courants harmoniques, nous avons présenté La méthode de la théorie PQ comme la meilleur, elle a l'avantage d'être assez simple pour la mise en application sous forme analogique puisqu'elle à besoin seulement des opérations de multiplication, division et de filtrage simple. L'inconvénient le plus évident de la méthode PQ est qu'elle s'exécute mal dans des conditions non équilibrées de tension d'alimentation, parce que l'algorithme suppose que les tensions d'alimentation sont équilibrées et sinusoïdales [1].

L'étude montre l'efficacité de la méthode de compensation PQ avec une souplesse incomparable confirmée un temps de réponse réduit et une implantation simple pour retourner au régime sinusoïdal [34], [35].

Pour cette raison on préfère l'utilisation de cette méthode pour l'identification des différentes perturbations harmonique, pour la commande et la régulation des filtres actifs de puissance présentés dans le prochain chapitre.

Chapitre IV

La Commande du Filtre Actif Parallèle

IV.1. Introduction :

Dans le précédent chapitre, nous avons étudié la structure générale du filtre actif parallèle qui comporte deux parties principales ; la partie puissance et la partie contrôle commande, cette dernière est constituée comme on a vu la partie d'identification qui est basée essentiellement sur la méthode des puissances instantanées, dans ce chapitre, on étudiera la commande du filtre actif parallèle à partir de l'étude de l'onduleur, ensuite on présente quelques méthodes pour sa commande.

IV.2. Les onduleurs :

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue – alternative. Par exemple si on dispose à l'entrée d'une tension continue et c'est grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur l'une à l'autre borne d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur de tension positive, ou négative.

Par une séquence adéquate de commande semi-conducteur, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande de modulation de largeur d'impulsion. [43], [44], [45]

Il existe deux types d'onduleurs :

- Onduleur de tension : alimenté par une source de tension continue.
- Onduleur de courant : alimenté par une source de courant continu.

Les fréquences des courants et tensions fournis par l'onduleur sont comprises entre quelques dizaines de hertz (alimentation des moteurs à courant alternatif) et quelques dizaines de kilohertz (chauffage par induction).

On va consacrer notre étude sur l'onduleur de tension triphasé à trois bras parce qu'il s'adapte mieux avec le filtrage actif parallèle.

IV.2.1- Onduleur de tension triphasé :

IV.2.1.1. Structure générale :

On appelle onduleur de tension un onduleur alimenté par une source de tension continue c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affecter par la variation du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur est donc à sa sortie.

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi-ponts monophasés la fig. (IV.1) représente un onduleur triphasé de tension [1]. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversible en courant, commandé à la fermeture et à l'ouverture. Le stockage de l'énergie se fait dans un condensateur qui joue le rôle d'une source de tension continue.

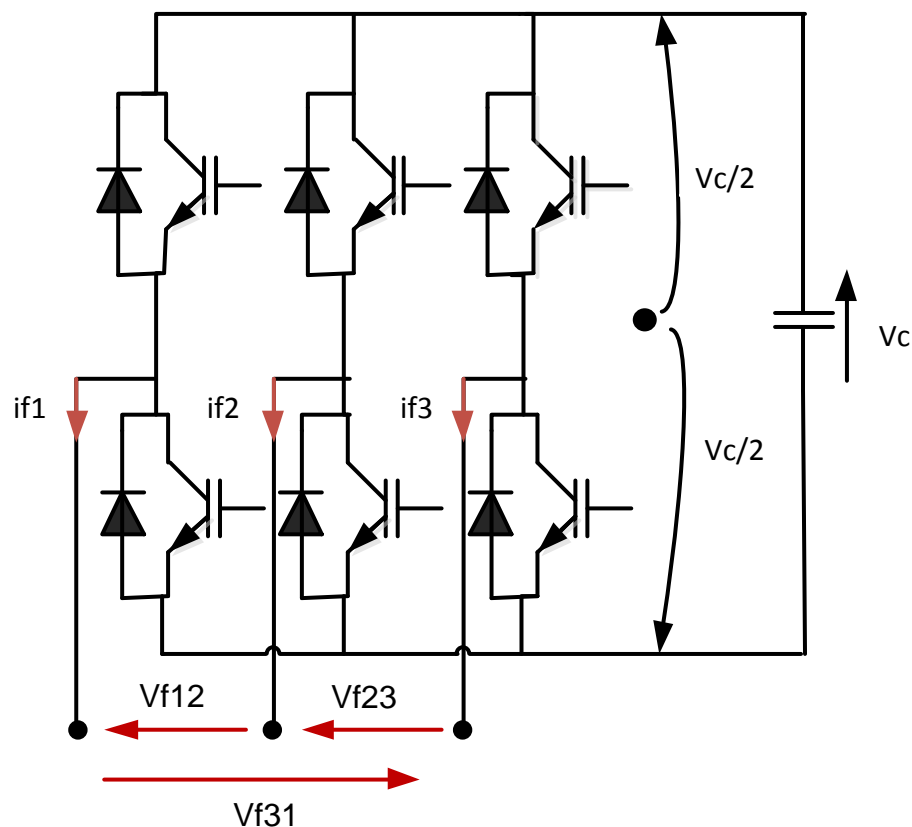


Fig. IV.1. Onduleur triphasé en pont à transistors.

Six interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension commutent de manière à imposer des tensions simples alternatives (V_{f1}, V_{f2}, V_{f3}) en sortie de l'onduleur.

Les interrupteurs supposés idéaux, sont toujours constitués d'un semi-conducteur commandable à l'ouverture et à la fermeture (GTO, IGBT) connecté en anti-parallèle avec une diode (Figure IV.3) [1].

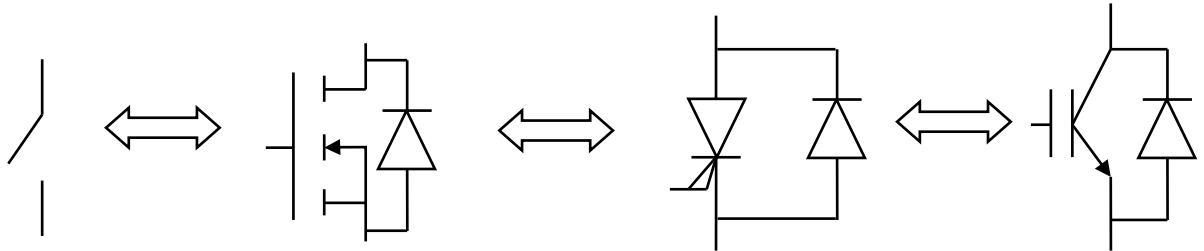


Fig. IV.2. Interrupteurs de puissance.

À la cour de son fonctionnement, le convertisseur statique relie, par l'intermédiaire de ses interrupteurs, une source de tension et une source de courant entre lesquelles il assure et contrôle l'échange d'énergie. Pour que cette liaison puisse se faire il faut respecter deux règles essentielles :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée mais elle peut être ouverte. En d'autres termes, deux interrupteurs d'un même bras ne peuvent être fermés simultanément.
- Une source de courant ne doit jamais être ouverte. Cette mise en garde impose la présence de la diode anti-parallèle.

Alors en peuvent simplifiée la Fig. IV.1. au schéma ci-dessous Fig. IV.3.

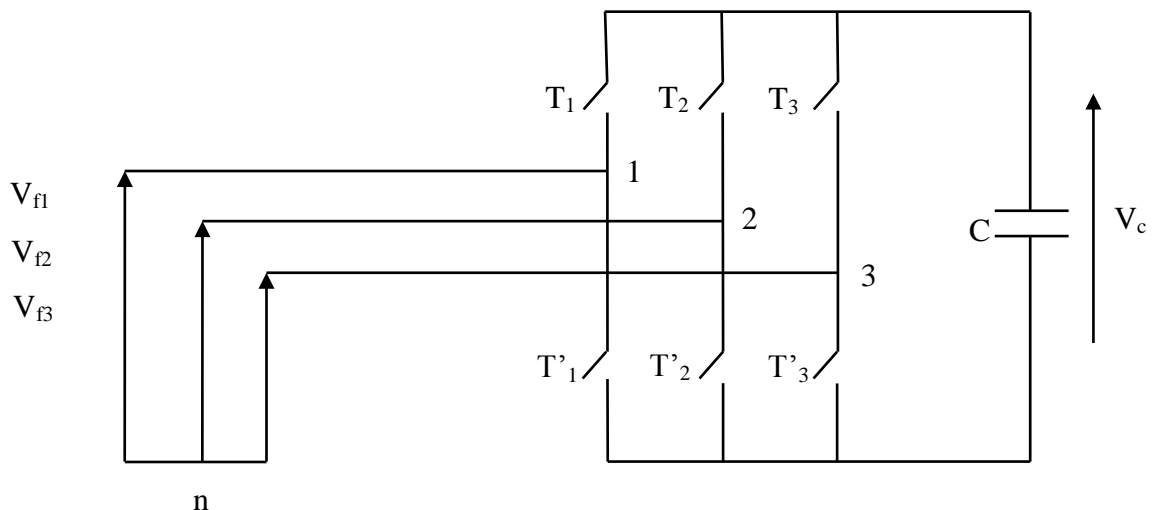


Fig. IV.3. Structure générale d'un onduleur de tension triphasé.

En considérant les différents états des interrupteurs, on peut déduire l'ensemble des tensions délivrées par l'onduleur pour la configuration triphasée étudiée.

Appelons T_k et T'_k les interrupteurs idéaux, connectés sur la phase k ($k=1, 2, 3$). C_k et C'_k sont les commandes logiques qui leurs sont associées. La commande est supposée alternée ($C_k = \overline{C'_k}$).

On a :

$$\begin{aligned} C_k = 1 & \implies T_k \text{ passant et } T'_k \text{ ouvert.} \\ C_k = 0 & \implies T_k \text{ ouvert et } T'_k \text{ passant.} \end{aligned}$$

On définit les vecteurs des tensions triphasées $[V_f]_n$ et $[V_f]_M$ ainsi que le vecteur des variables logiques $[C]$ par [1]:

$$[V_f]_n = \begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix}, \quad [V_f]_m = \begin{bmatrix} V_{f1m} \\ V_{f2m} \\ V_{f3m} \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 1})$$

Avec :

$$[V_f]_n = [C] \cdot V_c \quad (\text{IV. 2})$$

Les tensions V_{f1M} , V_{f2M} , V_{f3M} , mesurées aux points 1,2 et 3, ne peuvent prendre que les valeurs V_c , $-V_c$ ou 0. En tenant compte de l'absence de tension homopolaire, les tensions simples délivrées par l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{f1M} \\ V_{f2M} \\ V_{f3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \cdot V_c \quad (\text{IV. 3})$$

Les variables C_1 , C_2 et C_3 prennent chacune deux valeurs possibles. Il en résulte donc huit états possibles pour les tensions V_{f1} , V_{f2} , V_{f3} résumés dans le tableau IV.1 [1]:

	Les commandes Logiques			Les tensions de sortie		
	C_1	C_2	C_3	V_{f1}	V_{f2}	V_{f3}
1	1	0	0	$2/3 V_c$	$-1/3 V_c$	$-1/3 V_c$
2	1	1	0	$1/3 V_c$	$1/3 V_c$	$-2/3 V_c$
3	0	1	0	$-1/3 V_c$	$2/3 V_c$	$-1/3 V_c$
4	0	1	1	$-2/3 V_c$	$1/3 V_c$	$1/3 V_c$
5	0	0	1	$-1/3 V_c$	$-1/3 V_c$	$2/3 V_c$
6	1	0	1	$1/3 V_c$	$-2/3 V_c$	$1/3 V_c$
7	1	1	1	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0

Tab. IV.1. Tension de sortie de l'onduleur.

IV.2.1.2 Tension de sortie :

La tension de sortie V_{f1} par exemple est successivement égale à $1/3 V_c$, à $2/3 V_c$, et à $1/3 V_c$, et aussi $-1/3 V_c$, à $-2/3 V_c$, à $-1/3 V_c$ au cours des six intervalles de même durée formant sa période.

Les tensions de sorties V_{f1}, V_{f2}, V_{f3} ont pour valeur efficace : $V_{f1} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_c$ et la valeur efficace du fondamental est : $V_{f1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_c$

IV.2.1.3 les courants d'entrées :

Le courant d'entrée i a une période égale au sixième de celle des grandeurs de sorties lors qu'il débite sur charge inductive. Il a comme expression :

$$i = -i_{f2} = -I\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)$$

$0 < \omega t < \pi/3 :$

Leur valeur moyenne est $I = \frac{3}{\pi} I_f \sqrt{2} \cdot \cos\varphi$

Et a pour valeur efficace $I_{eff} = I_f \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos 2\varphi}$

IV.3. La commande de l'onduleur :

Actuellement, les chercheurs continuent à améliorer les méthodes de commande des filtres actifs parallèles à fin d'obtenir des meilleurs résultats, tant du point de vue d'une meilleure extraction des perturbations, amélioration du régime dynamique, diminution du THD...etc. que de développement des nouvelles stratégies de commande pour une meilleure adaptation et robustesse de ces dernières face aux différents types des charges non-linéaires.

Il existe principalement trois types de commande pour supprimer les courants harmoniques du courant mesuré [46] :

- Commande en pleine onde
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- la commande par hystérésis.

L'objectif de la commande, que se soit en pleine onde ou à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture-fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence [35].

La commande MLI peut être à échantillonnage naturel ou optimisée. Quant à la commande par hystérésis, elle peut être à bande fixe, à bande variable ou bien encore dite « modulée ».

Dans notre étude, nous présentons les modes de commande suivants [11]:

- Commande en pleine onde,
- MLI à échantillonnage naturel,
- Hystérésis conventionnelle,
- Hystérésis modulée.

IV.3.1. Commande en pleine onde :

❖ Principe :

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 [52].

$$\text{Si } \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 \implies C(t) = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 \implies C(t) = 0 \end{cases}$$

Ou :

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

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

- Si le récepteur est branché en étoile sans conducteur neutre ou en triangle, les harmoniques de tension de rang trois ou multiples de trois sont absents, car ils forment des systèmes homopolaires.
- Si le neutre existe Le spectre harmonique de la tension simple V_{1N} ; montre bien que les harmoniques les plus dominants sont d'ordre 5 et 7.

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

Le principe du contrôle par MLI est décrit à la figure IV.4 Dans ce cas, la différence entre le courant référence I_{ref1} et le courant réel I_{f1} est appliquée à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence de la porteuse triangulaire fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance [11].

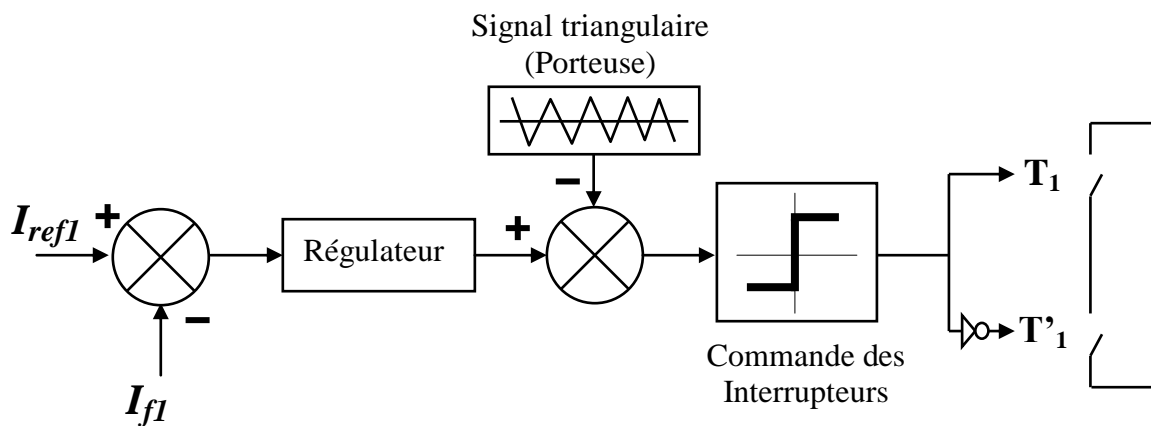


Fig. IV.4. Principe de commande par MLI.

Des techniques de MLI existent dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier ou on peut distinguer deux méthodes [1]:

- La MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonné à chaque période de la porteuse.

- La MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonné à la demi-période de la porteuse.

Nous avons vu l'apparaître d'une nouvelle 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 appliquer à chacun des interrupteurs. [47] Les signaux logiques C qui en résultent donnent l'ordre de commutation des interrupteurs du filtre (Figure. IV.5) :

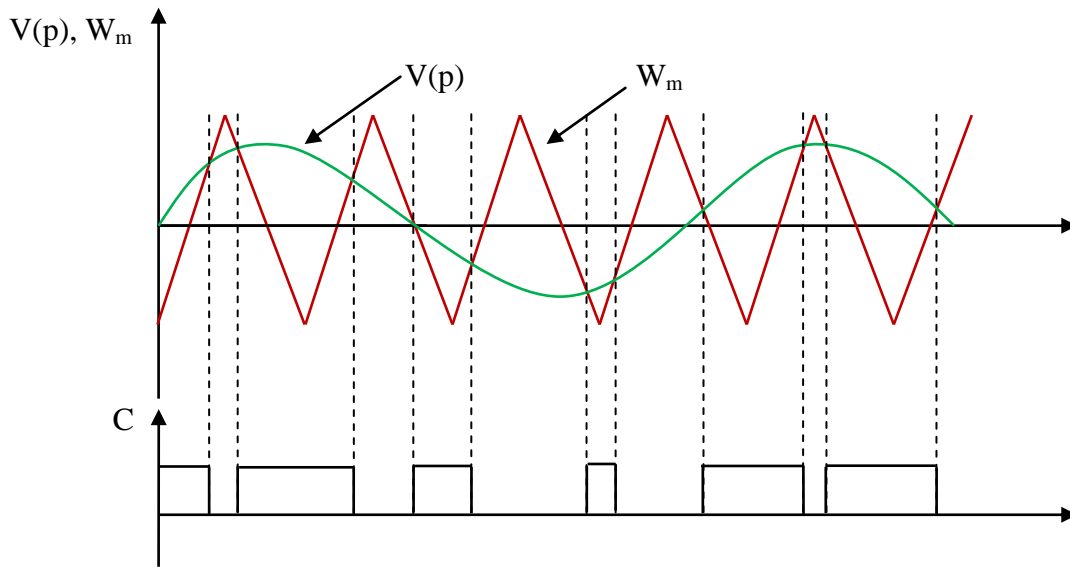


Fig. IV.5. Répartition des commutations sur un bras d'un onduleur.

Pour optimiser la MLI en utilise deux paramètres caractérisant cette commande :

On peut définir :

m : L'indice de modulation c'est le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur celle de la référence f_{ref} $\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \right)$

r : Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension). C'est le rapport des amplitudes de tension de la référence $V_{m\ ref}$ sur celle de la porteuse W_{mp} $\left(r = \frac{V_{m\ ref}}{W_{mp}} \right)$

IV.3.3. Commande par hystérésis :

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, ils y'ont deux types de commande par hystérésis ;

- La commande conventionnelle par hystérésis.
- La commande par hystérésis modulée.

IV.3.3.1. La commande conventionnelle par hystérésis :

Est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence I_{ref1} et le courant produit par l'onduleur I_{f1} , cette erreur est comparée a un gabarit appelé bande d'hystérésis [16].

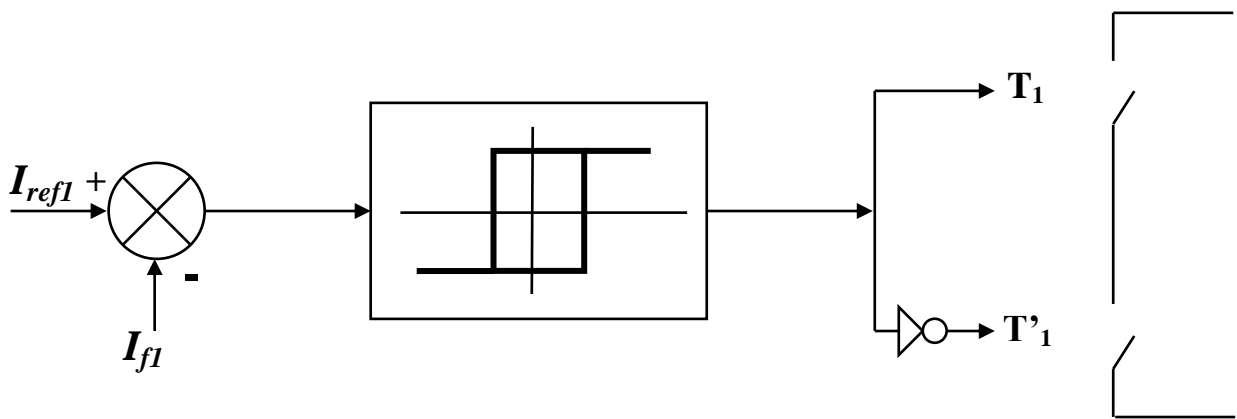


Fig. IV.6.Principe de commande des courants par hystérésis.

Afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs. Cette commande présente cependant un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés [11].

Ce problème peut être résolu par, une autre stratégie de commande qui peut être proposé à savoir la commande par hystérésis modulé. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, fonctionnement avec une fréquence de communication quasi fixe nous empêchent de conserver l'avantage d'une rapidité illimité obtenu par la commande par hystérésis [08].

IV.3.3.2. La commande par hystérésis modulée :

La commande par hystérésis modulée a pour objectif de résoudre l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs [48]-[49]. Cette commande consiste à ajouter au signal d'erreur ε : ($\varepsilon = I_{ref1} - I_{f1}$) un signal triangulaire S_{tr} , de fréquence f_{tr} et d'amplitude A_{tr} . La fréquence f_{tr} doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande $2B_h$ dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la figure IV.7. [11](Annexe II)

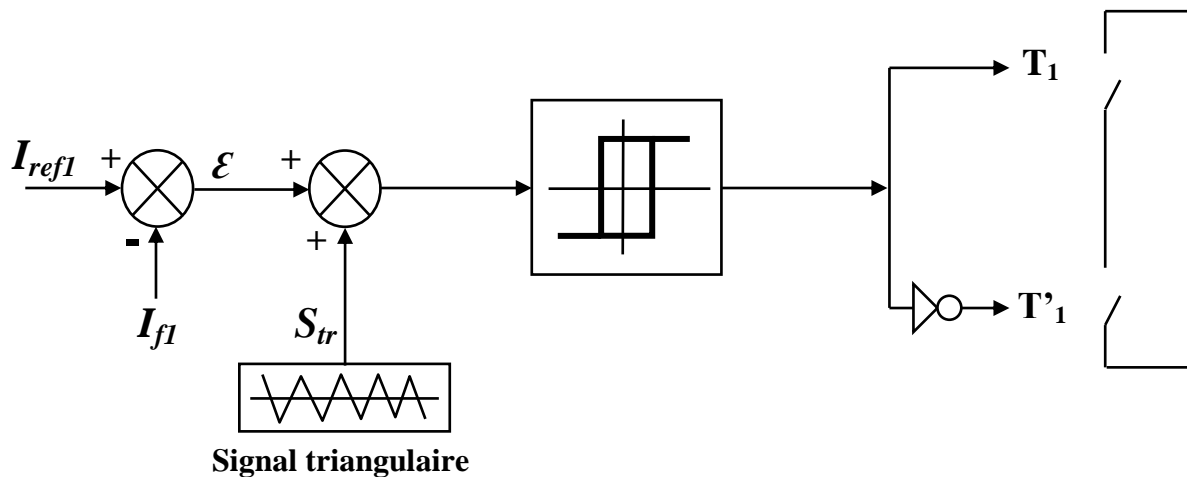


Fig. IV.7. Commande par hystérésis modulée.

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, la commande par hystérésis présente certains inconvénients à savoir [1]:

- La fréquence de commutation n'est pas fixe, elle dépend de la bande d'hystérésis et de la dérivée de courant.
- La commande est appliquée séparément sur les trois phases. Or la structure électrotechnique impose à chaque instant que la somme des trois courants soit nulle. Le résultat obtenu sur un courant n'est donc pas indépendant des deux autres phases. Ainsi le courant asservi ne pourra en pas respecter les limites imposées par la bande de l'hystérésis.
- Des composantes harmoniques basses fréquences, voire une composante continue, peuvent apparaître sur le signal de sortie. La composante continue est due au fait que la forme de l'alternance positive peut différer de celle de l'alternance négative, au signe près.

IV.4. Régulation de la tension continue :

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe [11]. La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une capacité qui se charge à travers le redresseur formé par la diode montée en antiparallèle aux bornes des transistors, cette source est dite source flottante, donc La tension aux bornes de cette dernière n'est pas constante [1].

Les principales causes susceptibles de modifier cette tension sont [14] :

- Les pertes dans le filtre actif,
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante,
- Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance.
- Les pertes par effet Joule dans les composants passifs L_f et C_f .

L'objectif principal de la régulation de tension revient à limiter la variation de la tension ΔV_c en utilisant une capacité de valeur aussi faible que possible. De cette façon, le dimensionnement du condensateur pourra être optimisé. La relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante [1]:

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc} \right) \quad (\text{IV.4})$$

Notons que la relation (IV.4) est non linéaire. Pour des faibles valeurs de la tension V_{dc} autour de la référence V_{dc-ref} , elle peut être linéaire à travers les relations suivantes [08]:

$$\begin{cases} P_c = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \\ \Rightarrow V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{V_{dc-ref} C_{dc} s} \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

A partir de la relation (IV.5), et en prenant en compte le régulateur proportionnel (K_c), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par la figure IV.8. Le choix du paramètre K_c aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

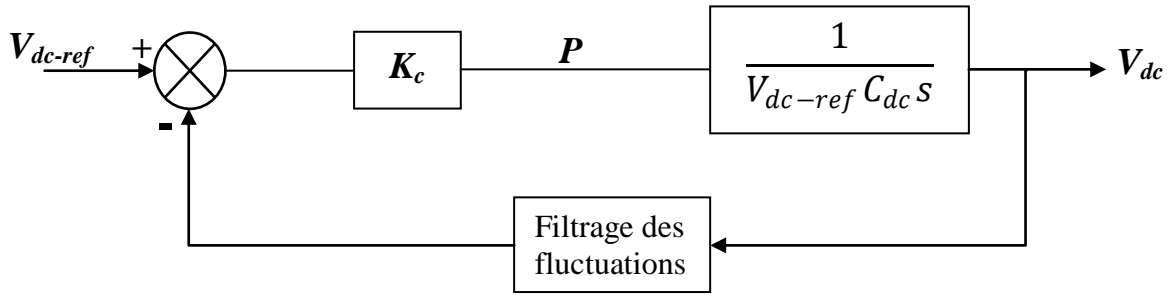


Fig. IV.8. Boucle de régulation de la tension continue.

IV.5. La Régulation du courant du filtre actif parallèle :

Le choix du régulateur du courant du filtre actif se fait en fonction des objectifs de régulation et de l'ordre du filtre de sortie. Deux régulateurs PI et RST , correspondant respectivement aux filtres de sortie du premier et du troisième ordre, on propose pour réguler le courant du *filtre actif parallèle* [15, 50] la méthode suivante :

❖ Méthode de régulation par PI :

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet de perturbations. Dans le cas d'un régulateur aussi simple que le régulateur PI , et à cause du manque du degré de liberté que nous impose ce dernier, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée. A cela s'ajoute le problème du compromis à trouver dans le cas d'une structure du filtre actif *parallèle* avec un filtre de sortie du premier ordre (choix de l'inductance) [51].

Par conséquent, pour résoudre des problèmes plus complexes du contrôle-commande du *filtre actif parallèle*, il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés, dont le nombre de paramètres se détermine en fonction de l'ordre du système d'origine [08].

IV.6. Conclusion :

Nous avons cité les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé en pont complet de tension à savoir la stratégie de commande MLI et en pleine onde, et par hystérésis, et nous avons montré les performances de l'onduleur de tension et régulation.

Le contrôle par MLI est d'une complexité réduite; il garantit un fonctionnement à fréquence fixe et conduit à un contenu harmonique parfaitement identifié. Cependant, cette technique a des propriétés dynamiques qui peuvent être limitatives et la réponse du système lors d'un

changement brutal des courants de référence est plus lente que celle d'une commande par hystérésis [11].

Finalement, nous avons choisi, dans la suite de notre étude, la technique de commande à hystérésis. Cette technique représente en réalité la commande conventionnelle par hystérésis et pourra être employée au chapitre suivant, nous allons valider les études analytiques avec des simulations sous MATLAB/SIMULINK profitant en cela de sa facilité de modélisation.

Chapitre V

Simulation

V.1. Introduction :

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

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

SIMULINK, complément de l'environnement MATLAB et de ses boîtes à outils, célèbre d'être un outil très fréquent pour l'ingénierie et la recherche scientifique, permet la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques, analogiques, discrets ou hybrides, en utilisant une représentation graphique sous forme de schéma blocs, aboutissant ainsi, à la création de bibliothèques personnalisées.

L'une des principales options dans la boîte à outils de l'interface graphique SIMULINK << SIMULINK Library Browser >> ou existent tous les outils analogiques et numériques, les plus connus sous forme de blocs, dont on a besoin pour construire un modèle. Puis, en deuxième position, l'option "simulation paramètres" permet de choisir la méthode de résolution "solver", le temps de simulation, ainsi que la précision relative et absolue voulue...

V.2. Réalisation de simulation :

La simulation numérique est le meilleur moyen pour étudier des systèmes complexes. Cette partie sera consacrée à la présentation des résultats de simulation de l'ensemble filtre actif parallèle-redresseur (figure.6).

Après une description du schéma global de simulation, nous représentons les résultats obtenus grâce à des programmes de simulation que nous avons développés sur outil SIMULINK sous MATLAB 7.9.

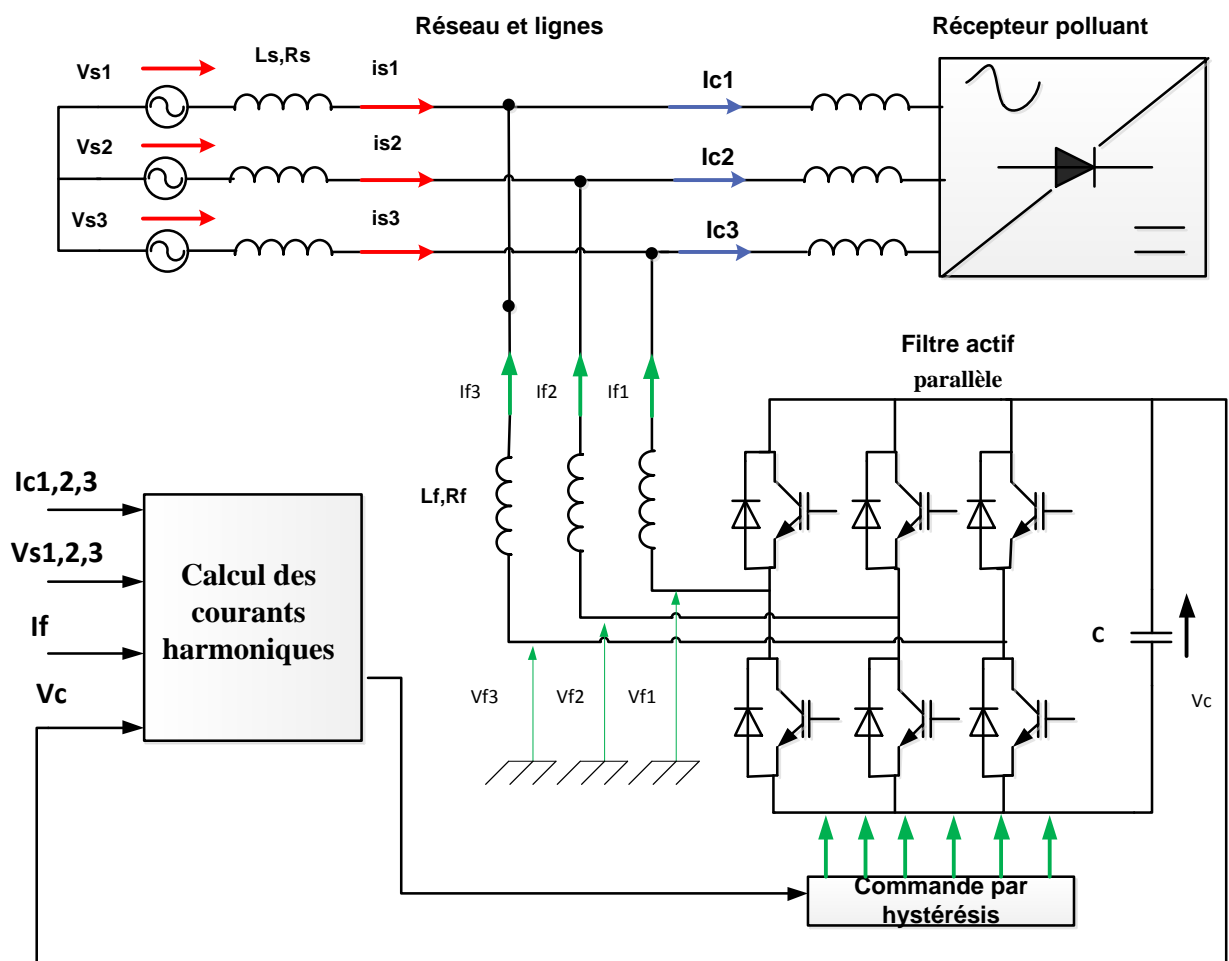


Fig. V.1. Schéma global d'un filtre actif parallèle.

V.3. Paramètres du réseau :

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

$V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$ et la fréquence : $f = 50$ Hz donc :

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = V\sqrt{2} \cos(\omega t) \\ V_{s2}(t) = V\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{s3}(t) = V\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

- La tension simple : $V = 220$ v
- Inductance du réseau : $L_s = 19.4 \exp(-6)$ H
- Résistance du réseau : $R_s = 0.25 \exp(-3) \Omega$

V.4. Paramètres de la charge polluante :

La charge polluante c'est un redresseur triphasé non commandé qui alimente une charge RL.

Pour la simulation on va prendre par exemple les valeurs suivantes :

$$L_{ch} = 155.6 e^{-3} H$$

$$R_{ch} = 14.6 \Omega$$

V.5. Paramètre du filtre actif :

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

$$L_f = 0.0004 H$$

$$R_f = 0.02 \Omega$$

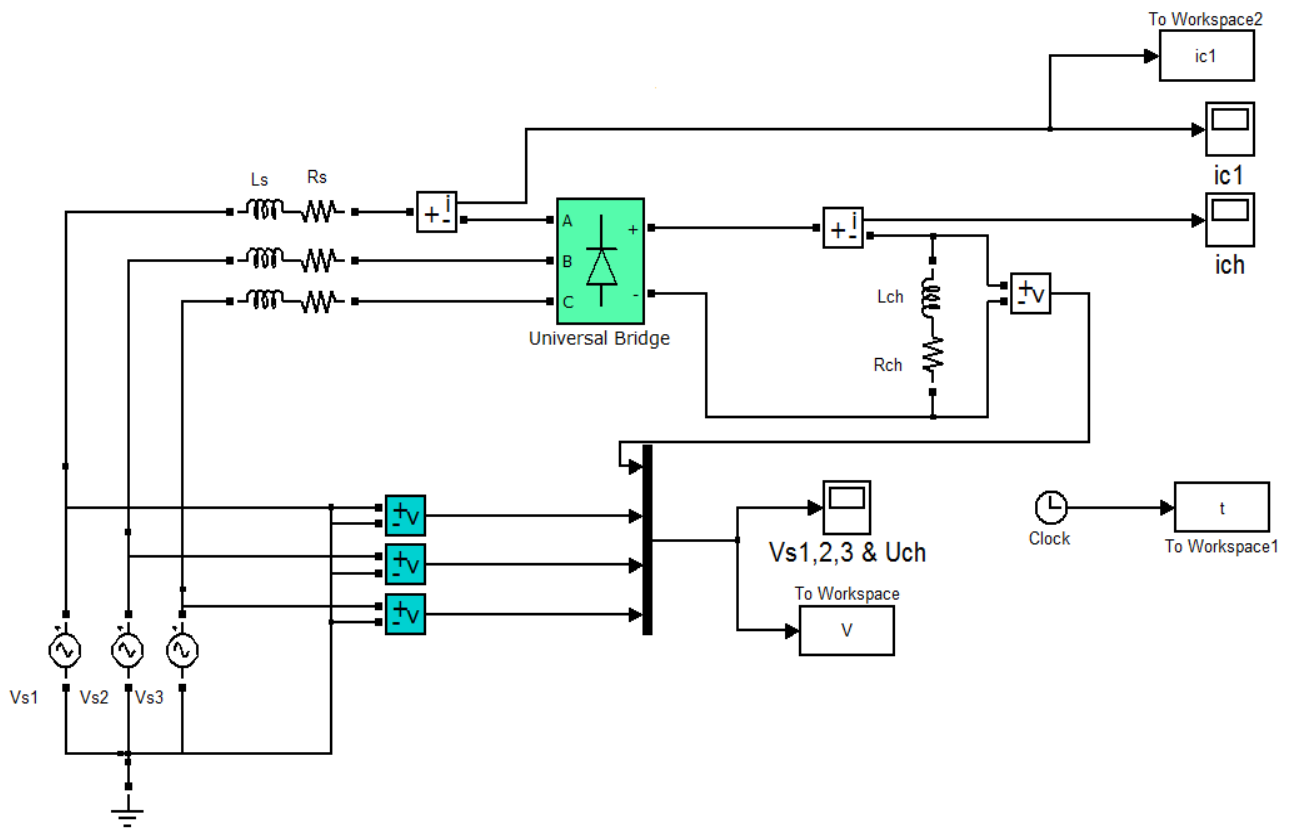


Fig. V.2. Schéma de redresseur non contrôlé.

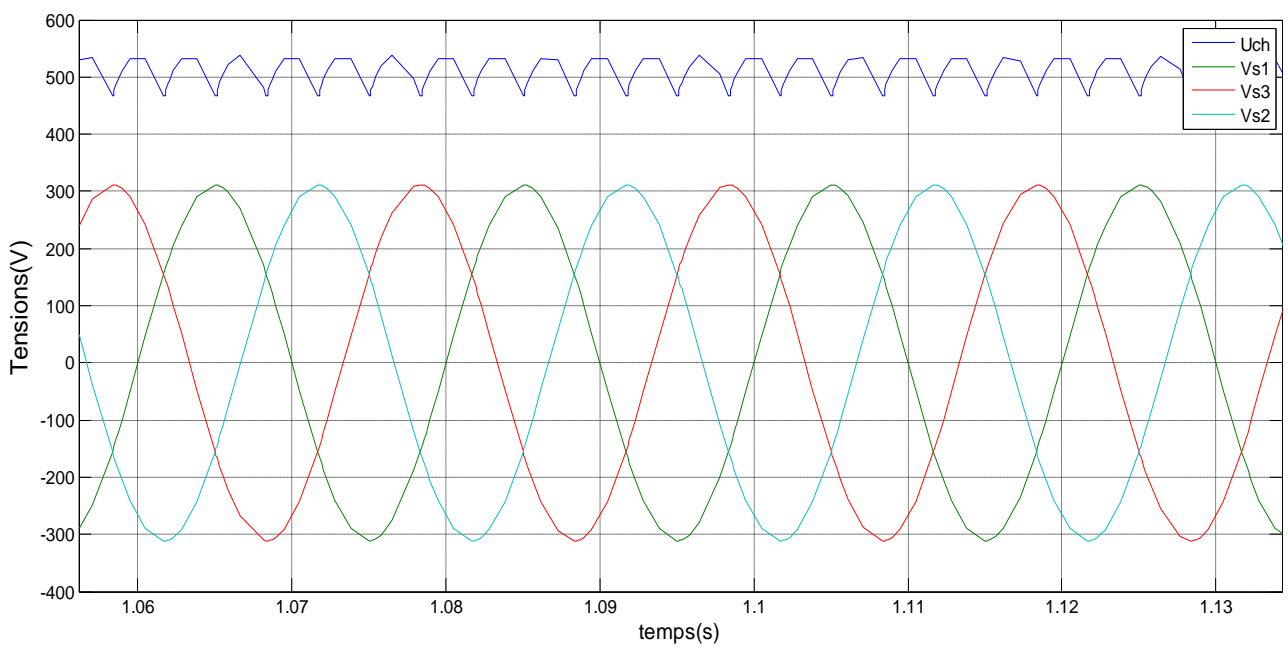


Fig. V.3. Tension redressée et tensions triphasées au point de connexion du redresseur

Les courants de lignes et leurs spectres fréquentiels :

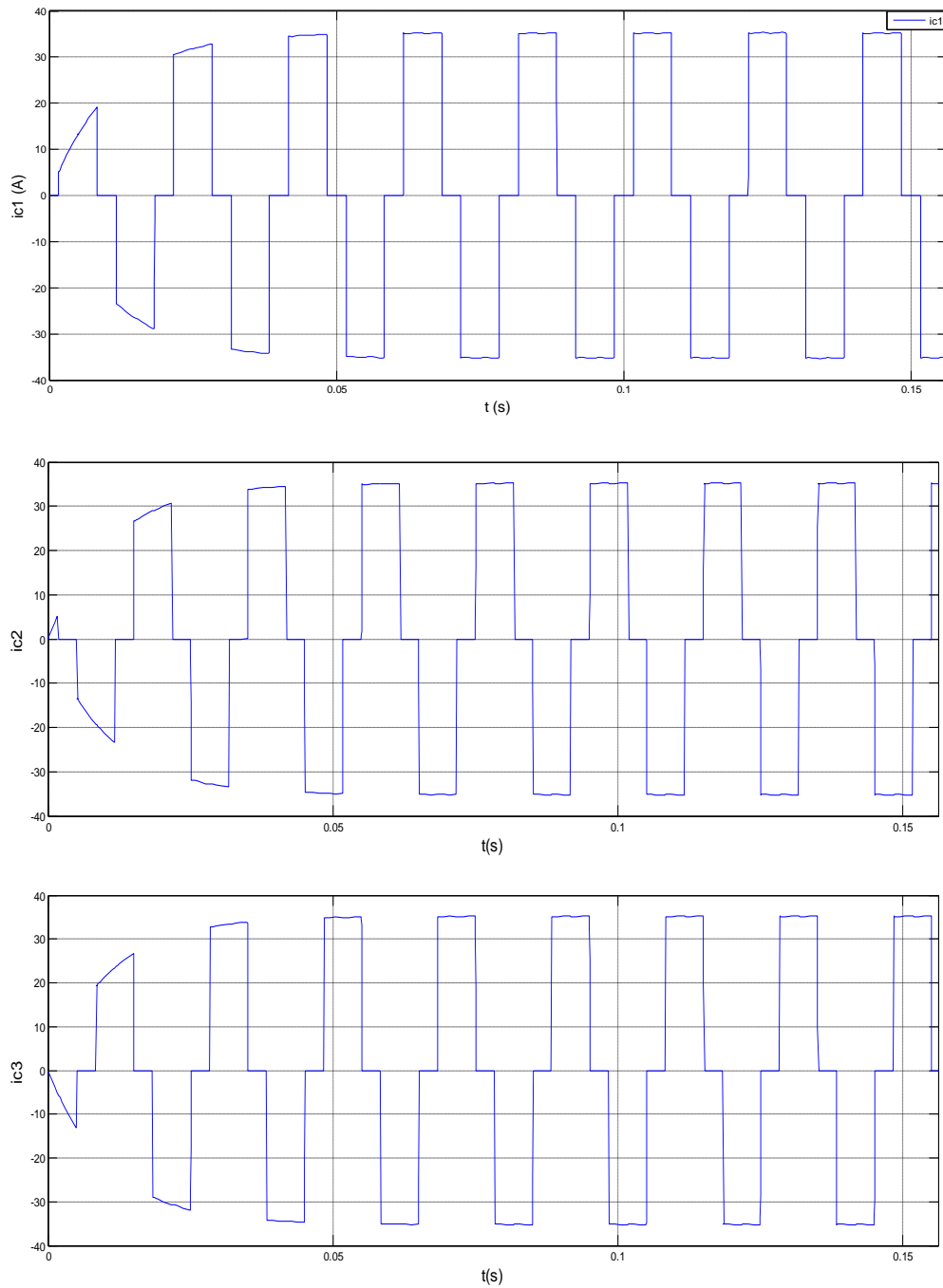
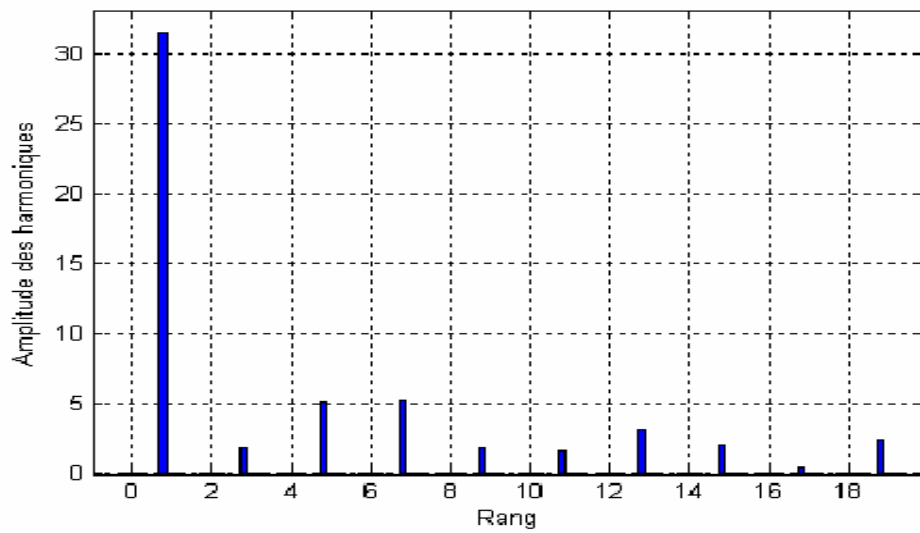
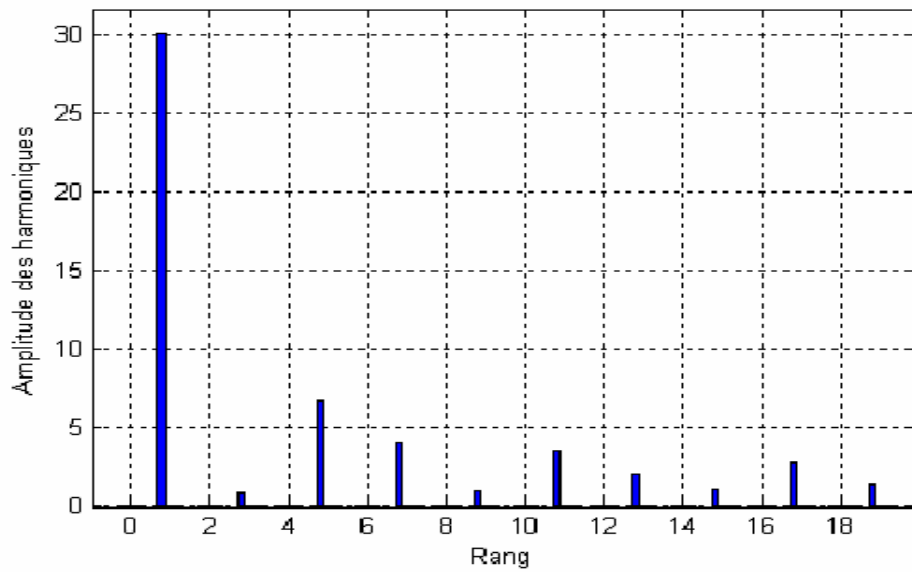


Fig. V.4. Les courants de lignes ic1,ic2,ic3.

Et respectivement leurs spectres fréquentiels :



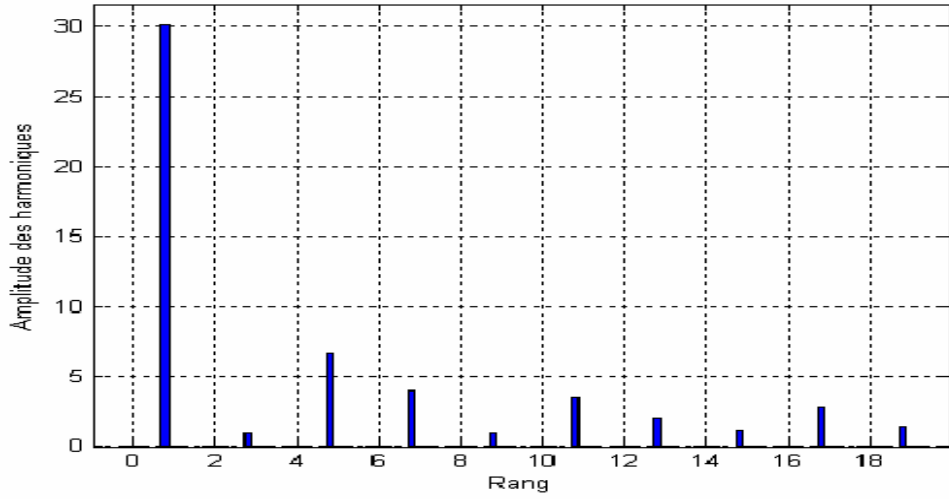


Fig. V.5. Les spectres fréquentiels des courants ic1,ic2,ic3.

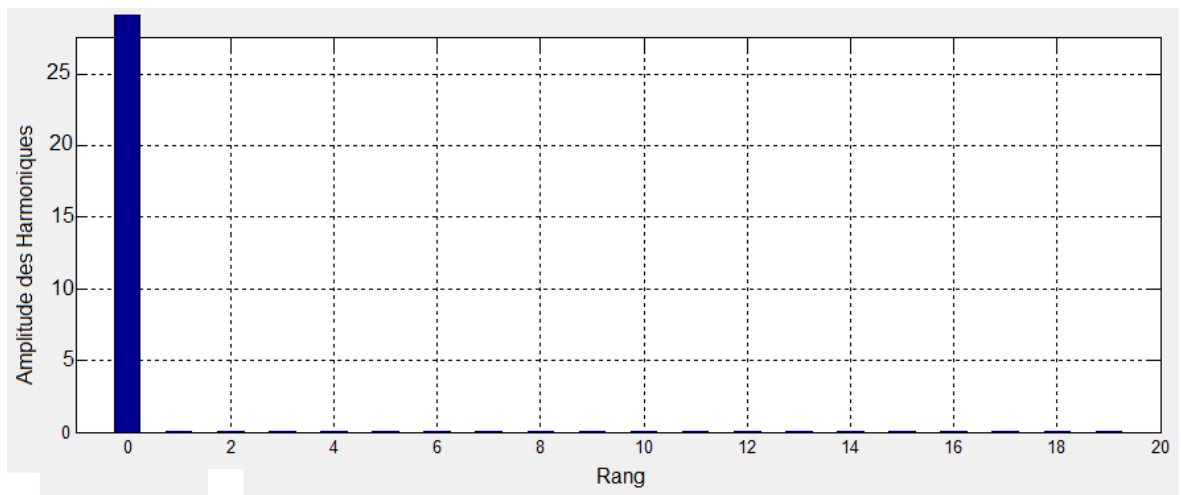
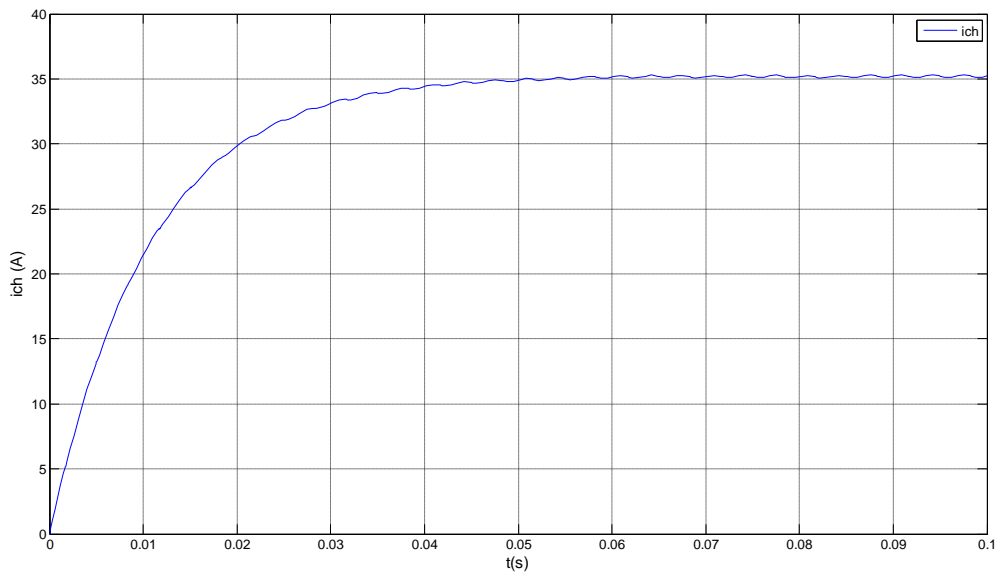


Fig. V.6. Courant de charge ich et son spectre de fréquence.

❖ **Interprétation :**

Dans les figures ci-dessus remarquent que :

- Les courants de lignes ont une forme rectangulaire ceci a cause de l'influence du charge polluante.
- Le spectre fréquentiel des courants de ligne présente la présence de plusieurs Harmoniques d'amplitudes qui coïncident avec celle développées théoriquement (THD = 34.70%).

V.7. La méthode d'identification du courant :

Afin d'obtenir les puissances correspondant aux courants harmoniques, il faut filtrer la composante continue correspondant à la composante fondamentale. Pour ce faire, on utilise un filtre passe-haut. Le schéma global de l'identification des courants de référence est donné par la figure 1.

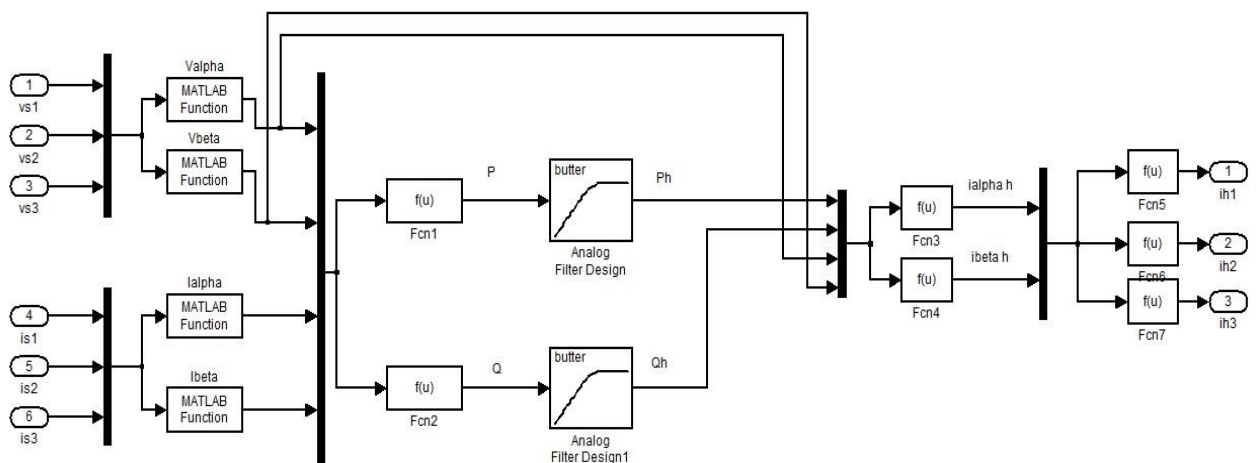


Fig. V.7. Schéma bloc de la méthode d'identification du courant.

V.8. Résultats de simulation de l'identification:

V.8.1. Les puissances instantanées :

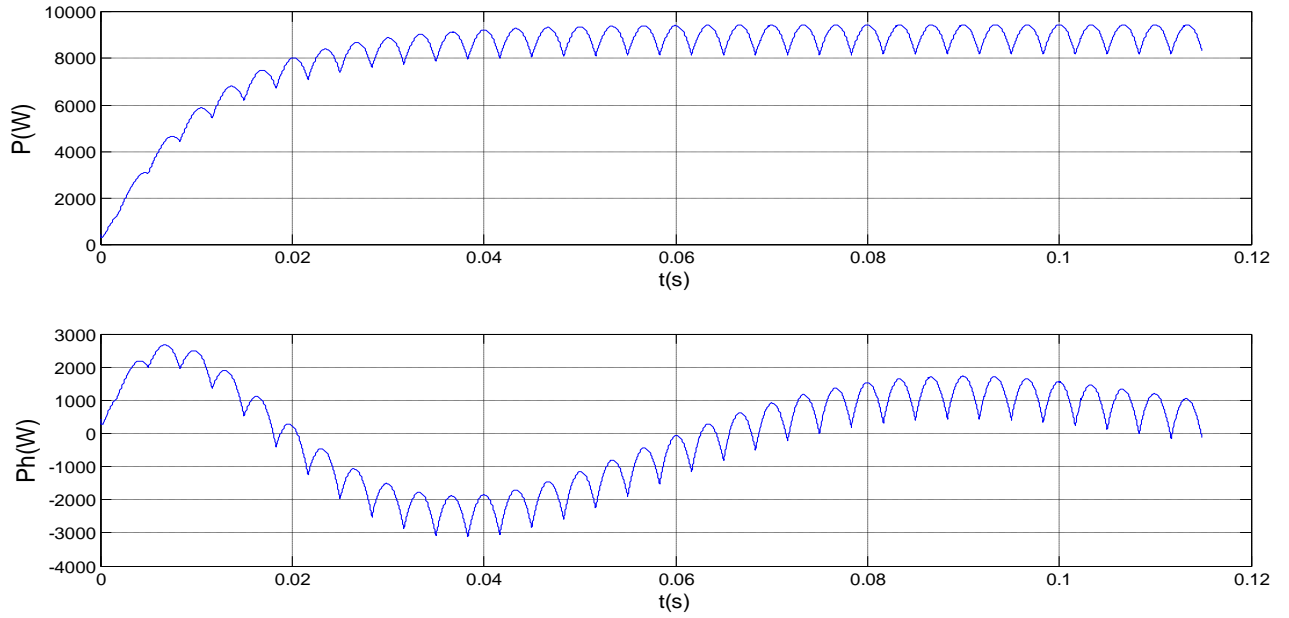


Fig. V.8. Puissance active instantanée et son Composante harmonique.

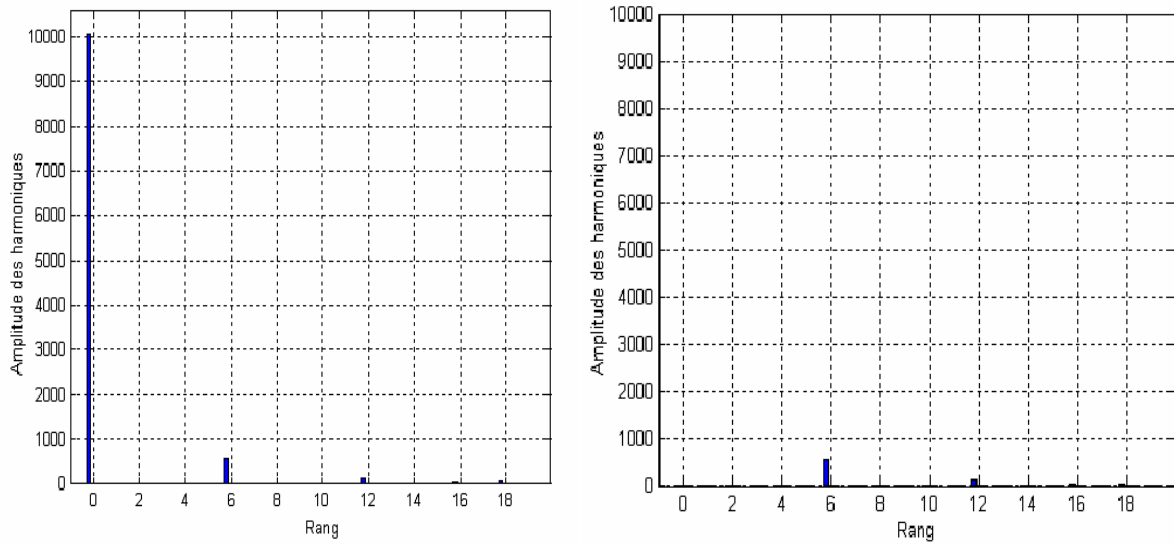


Fig.V.9. Spectres d'harmoniques de Puissance active instantanée et son Composante harmonique.

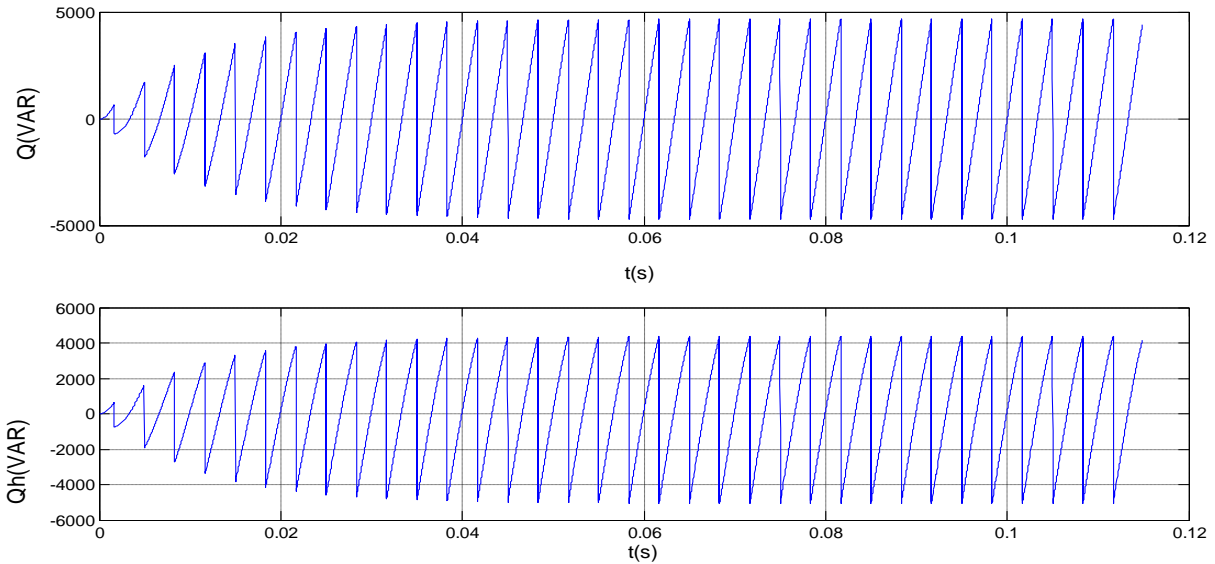


Fig.V.10. Puissance réactive instantanée et son Composante harmonique.

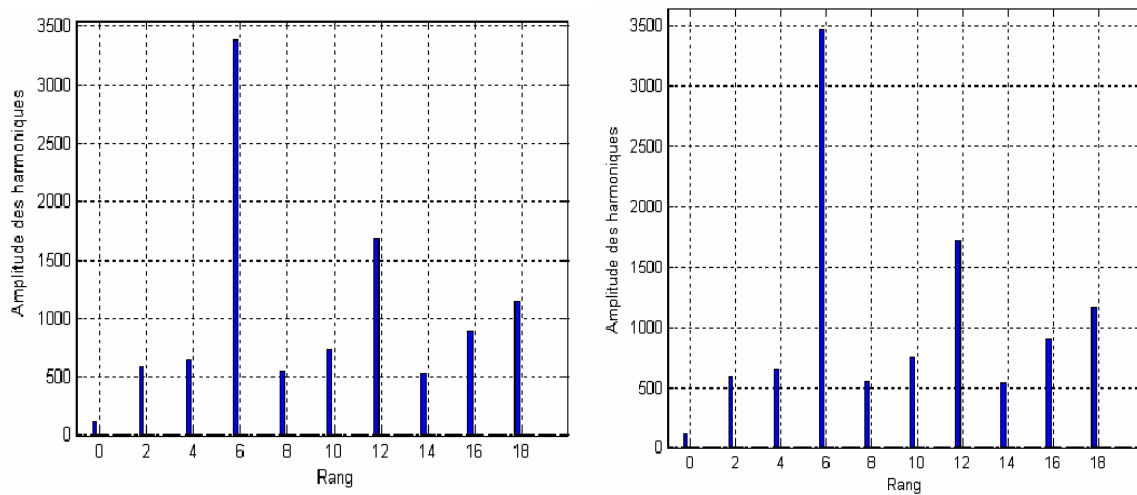


Fig.V.11. Spectres d’harmoniques de Puissance réactive instantanée et son Composante harmonique.

❖ **Interprétation :**

Les figures ci-dessus des puissances $p, q, \tilde{p}, \tilde{q}$ montrent que le spectre fréquentiel des courants identifiés coïncide avec le spectre des courants de lignes sauf la présence d’une composante fondamentale dans ce dernier, ce qui traduit que si notre onduleur puisse injecter un courant qui suit sa référence, alors on aura un courant de source sinusoïdale.

La méthode d’identification des puissances instantanées a été choisie pour offrir la possibilité d’identifier un, plusieurs ou tous les courants perturbateurs du réseau électrique. Les résultats de simulation obtenus montrent la validité de cette méthode utilisée.

V.8.1.2. Les courants harmoniques de référence :

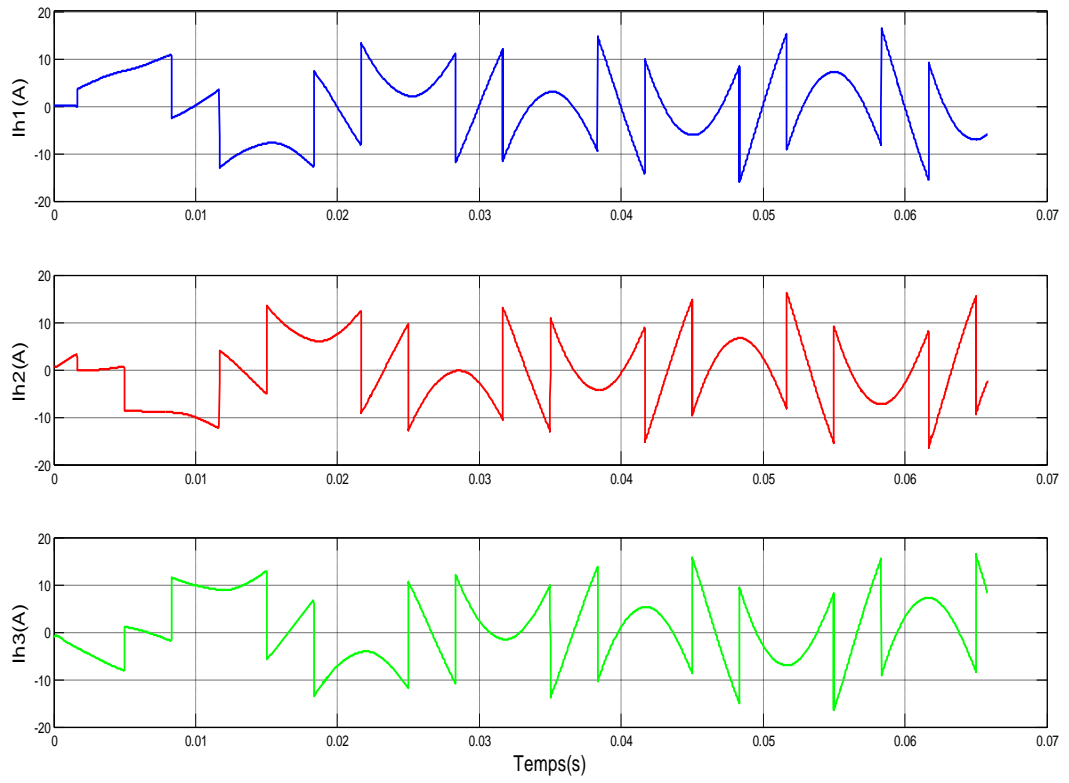
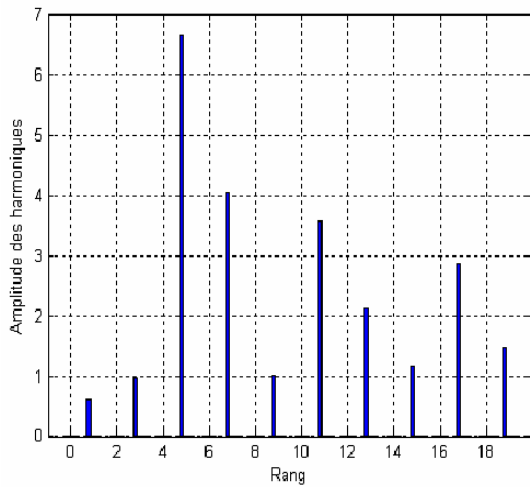
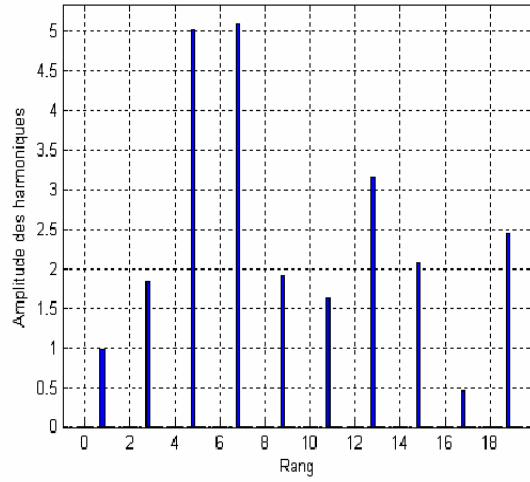


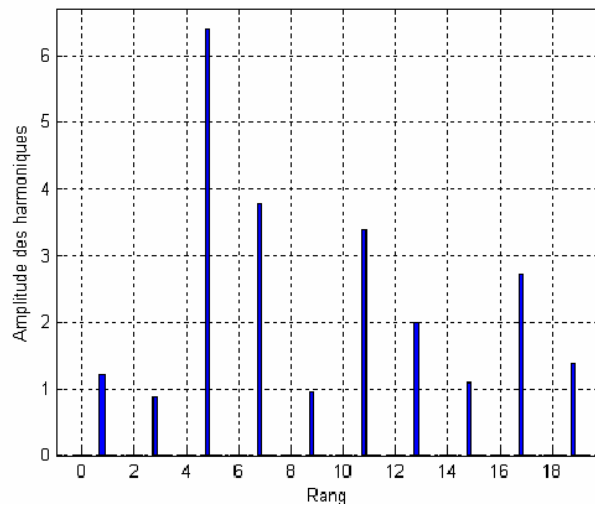
Fig.V.12. Les courants harmoniques de référence ih1, ih2 et ih3.



(a)



(b)



(c)

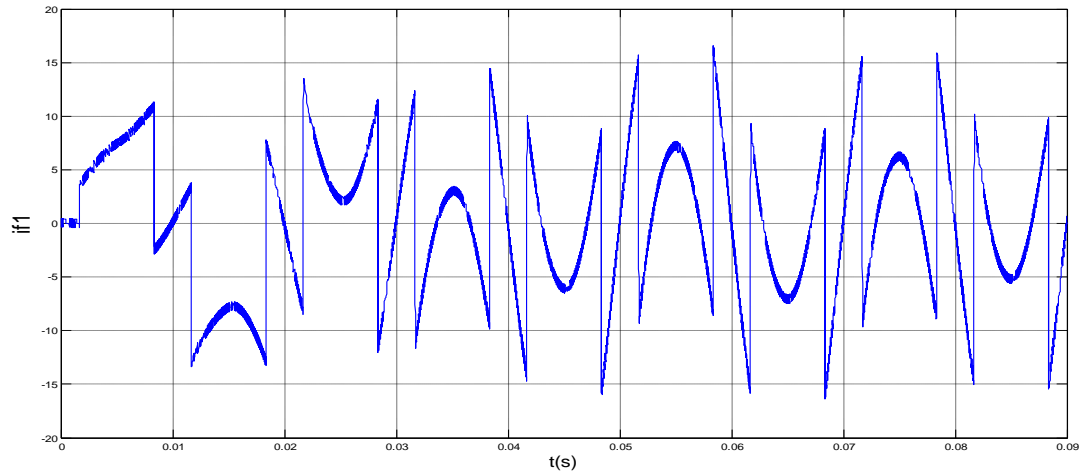
Fig. V.13. Les spectres des courants harmoniques de référence i_{h1} , i_{h2} et i_{h3} .

❖ Interprétation :

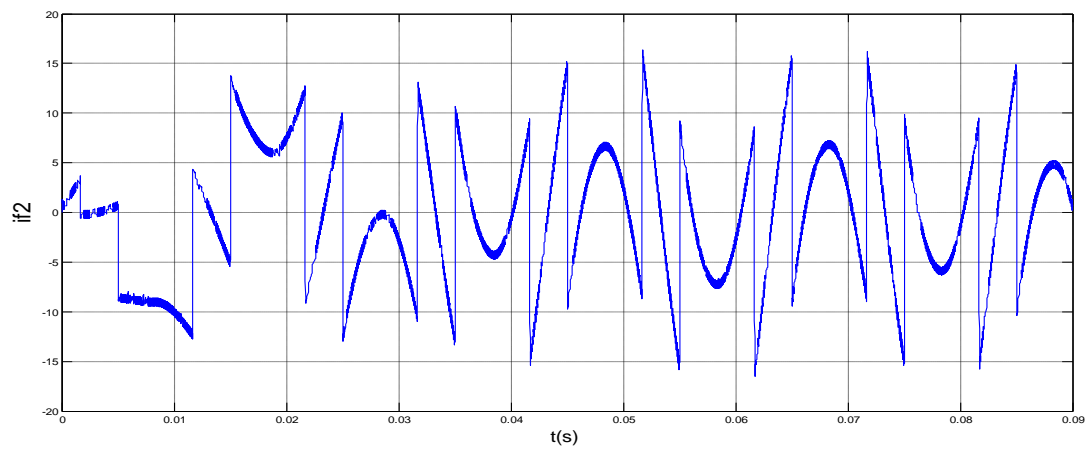
On remarque que le spectre fréquentiel des courants identifiés $i_{h1,2,3}$ coïncide avec le spectre des courants de lignes sauf la présence d'une composante fondamentale dans ce dernier, ce qui traduit que si notre onduleur puisse fournir un courant qui suit sa référence.

V.8.1.3. Résultats de la simulation par commande à hystérésis :

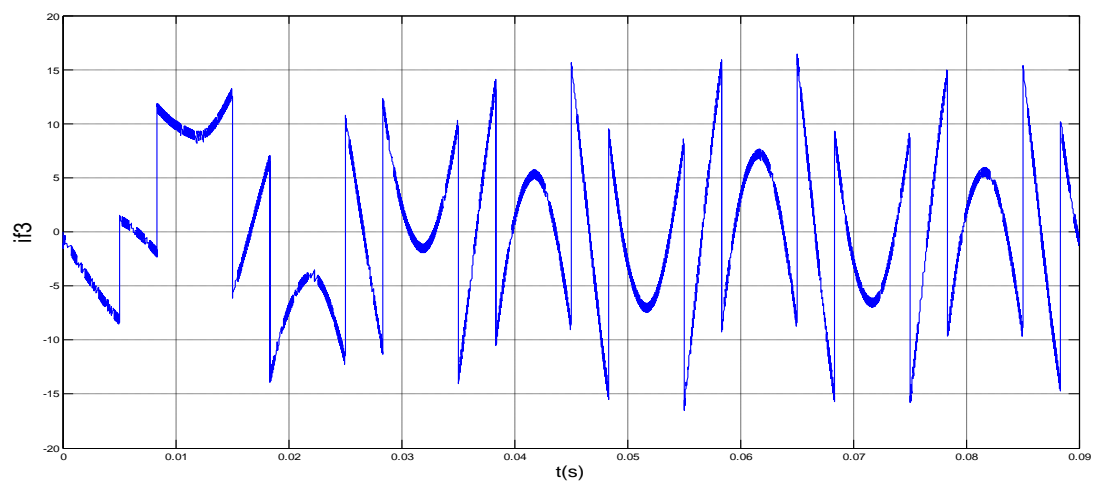
Pour une bande $\Delta h = 0.1$ A :



(a)



(b)



(c)

Fig. V.14. Les courants injectés par l'onduleur i_{f1} , i_{f2} et i_{f3} .

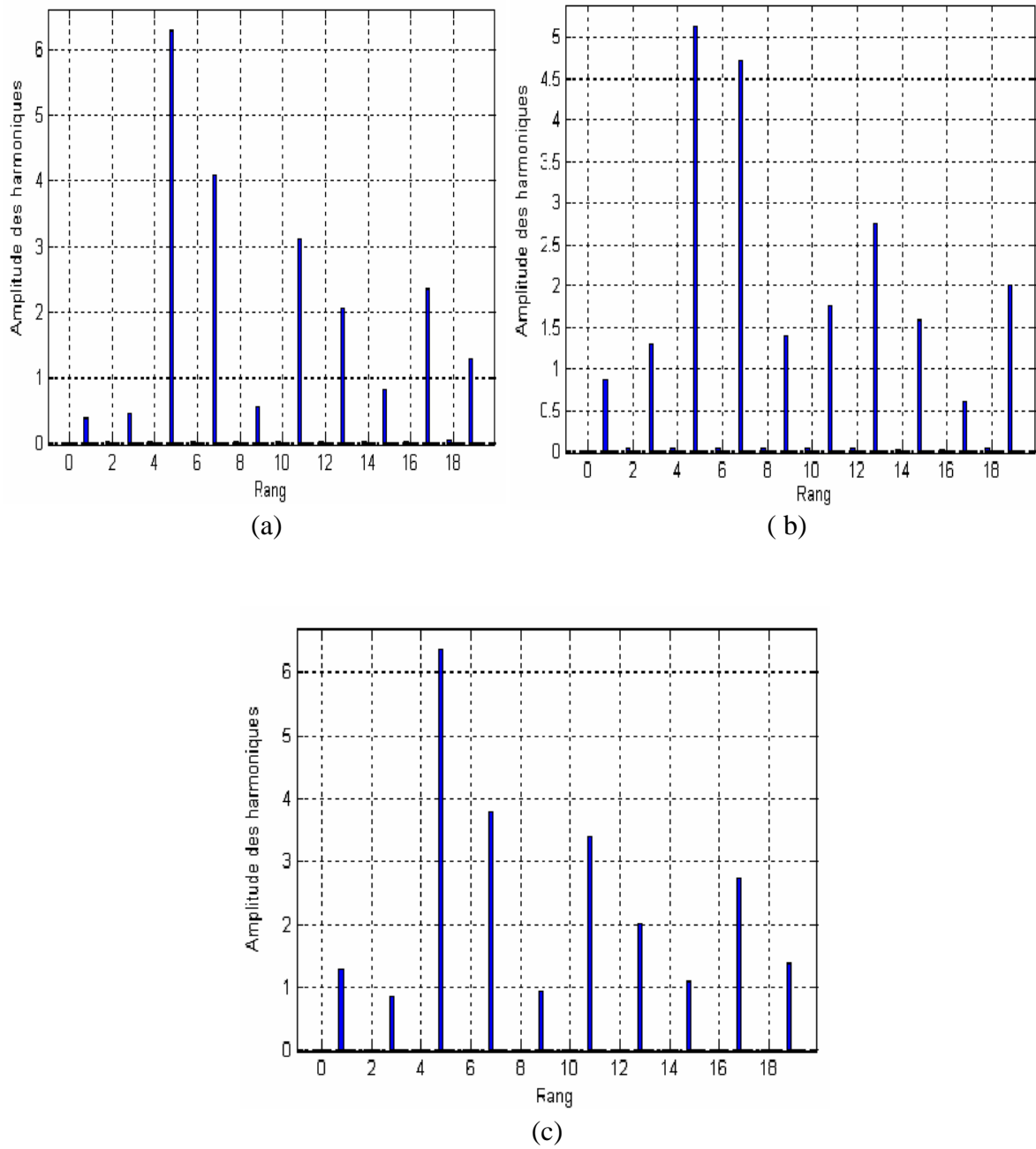


Fig.V.15. Les spectres des courants injectés par l'onduleur if1, if2 et if3.

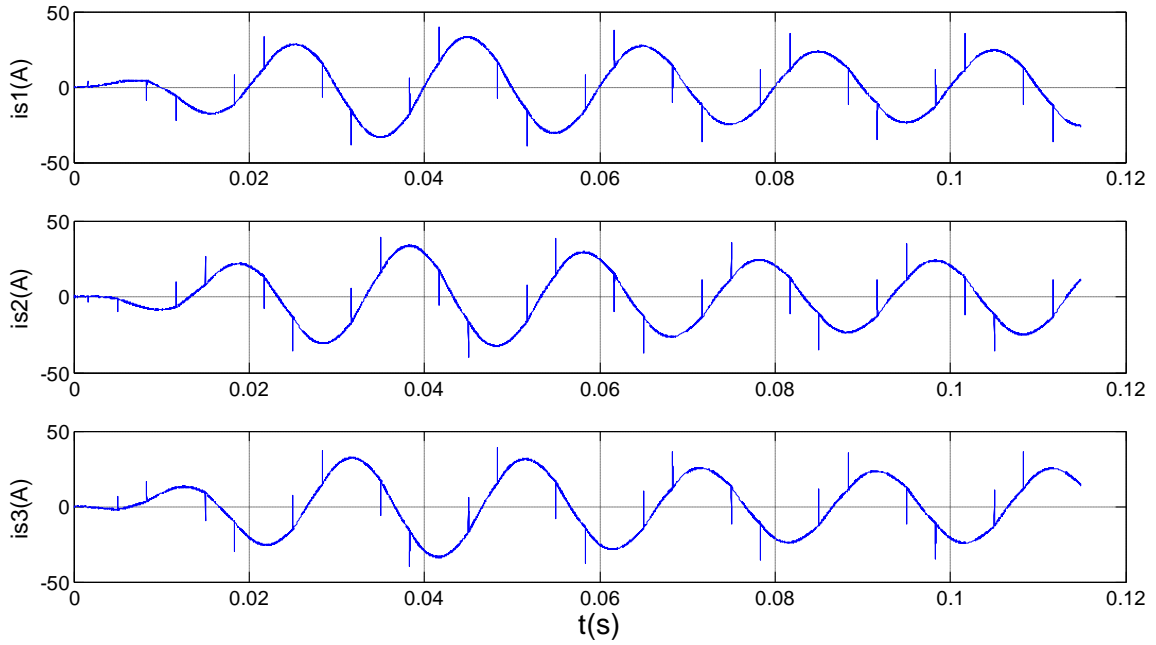


Fig. V.16. Courant de source is1,is2,is3 après filtrage.

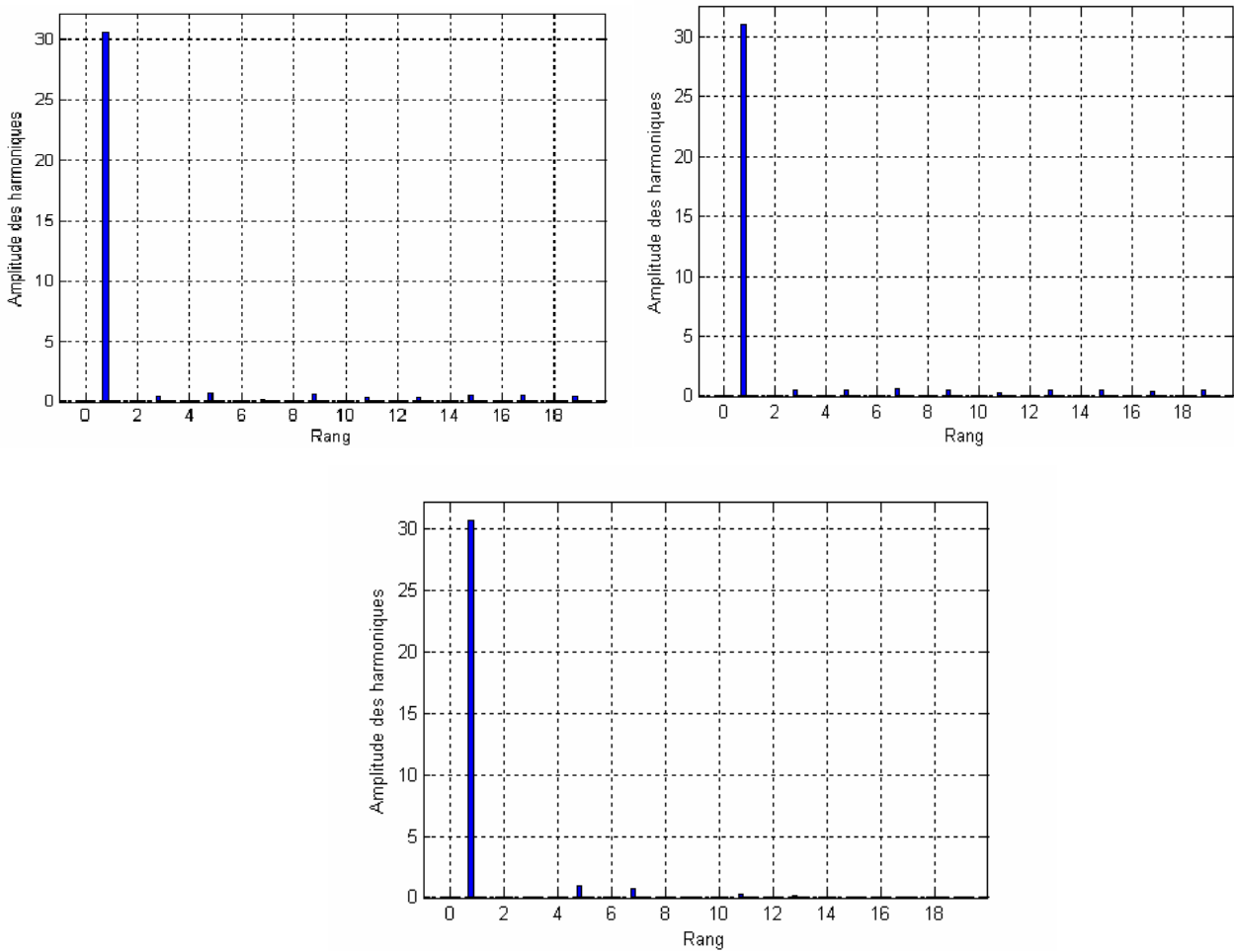


Fig.V.17. Spectre fréquentiel pour le courant de source is1, is2, is3 après filtrage.

Interprétation :

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

Cela est vérifié pour la commande à hystérésis. Les courants de références sont bien identifiés par la méthode des puissances instantanées ce qui assure une excellente simulation. Ceci permet également d'injecter des courants harmoniques au réseau égaux à ceux générés par la charge et de phases opposées. Le courant coté source devient alors sinusoïdal.

V.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le système pour la simulation du système filtre actif parallèle – redresseur a l'aide de méthode conventionnel par hystérésis avec L'optimisation des différents paramètres du système comprenant le réseau, la charge polluante et filtre actif permet d'aboutir à des résultats satisfaisants. Du point de vue spectre un courant de source sinusoïdale par l'élimination des courants d'harmoniques alors l'avantage principal de cette méthode est la stabilité du système.

Conclusion générale :

Dans ce projet de fin d'études, nous avons vu que la consommation de l'énergie électrique devient de plus en plus répondeur en courant continu, pour cela les convertisseurs statiques comme les redresseurs sont les plus utilisés. Et le besoin croissant induit automatiquement une multiplication de ces équipements, qui à leur tour provoquent des perturbations, encore plus présentes sur le réseau.

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

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

Nous avons aussi présenté les différentes méthodes de commande de l'onduleur triphasé en pont complet de tension à savoir la stratégie de commande MLI et en pleine onde, et par hystérésis. Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, la commande par hystérésis présente certains inconvénients qui réduisent son importance.

En fin, on a vu avec simulation l'importance des filtres d'harmonique en général, pour dépolluer les réseaux électriques et améliorer leur qualité.

ANNEXE I

I.1. Les grandeurs relatives à la transmission de la puissance :

❖ Périodicité

Soit $x(t)$ une fonction périodique. On appelle période la plus petite valeur possible T telle que, pour toute valeur du temps t , on ait : $x(t + T) = x(t) \forall t$.

❖ Valeur moyenne

La valeur moyenne d'une fonction périodique $x(t)$ est telle que (plusieurs notations sont utilisées) :

$$x_{moy} = \langle x \rangle_T = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cdot dt \quad (I.1)$$

La valeur moyenne en régime établi est indépendante de l'origine t_0 du temps.

❖ Puissance instantanée

On définit pour un circuit monophasé : $p(t) = v(t) \cdot i(t)$ où $v(t)$ est la tension et $i(t)$ l'intensité.

Cette puissance p peut être :

*instantanée : l'évolution de $p(t)$ est quelconque. C'est ce qui se produit par exemple dans les régimes transitoires ;

*instantanée périodique : alors l'une au moins des deux grandeurs $v(t)$ et $i(t)$ a pour période T .

On définit alors la valeur moyenne de la puissance notée $\langle p \rangle = P$ ou puissance active telle que :

$$\langle p \rangle = P = \int_{t_0}^{t_0+T} p(t) \cdot dt, \text{ exprimée en W.}$$

❖ Valeur efficace (RMS)

N.B. : en anglais on utilise le terme RMS, Root Mean Square.

On définit :

La valeur efficace du courant périodique :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} i^2(t) \cdot dt} \quad (I.2)$$

La valeur efficace de la tension périodique :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} v^2(t) \cdot dt} \quad (I.3)$$

La puissance apparente pour un circuit monophasé : $S = V_{eff} \times I_{eff}$ exprimée en VA.

Le facteur d'utilisation $f_u = P/S$ avec $0 \leq f_u \leq 1$.

I.2. Les grandeurs intervenant en régime sinusoïdal monophasé :

Expressions des grandeurs instantanées :

Pour la tension :

$$v(t) = V\sqrt{2} \cos(\omega t) \quad (I.4)$$

Pour le courant : φ est le retard de phase :

$$i(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) \quad (I.5)$$

La puissance active se calcule avec la relation $P = VI \cos(\varphi)$ (en W).

La puissance réactive est définie par $Q = VI \sin(\varphi)$ (en VAR).

La puissance apparente est obtenue par $S = V I$ (en VA).

Entre les puissances, la relation est : $S^2 = P^2 + Q^2$.

Le facteur d'utilisation $f_u = P/S$ devient le facteur de puissance et s'identifie à $\cos(\varphi)$.

I.3. Les grandeurs intervenant en régime sinusoïdal triphasé :

On se limite ici au cas du montage étoile. Donnons les expressions des grandeurs instantanées en régime équilibré direct.

*. Pour les trois tensions : la valeur efficace est V.

$$\begin{aligned} v_1(t) &= V\sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_2(t) &= V\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3(t) &= V\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.6)$$

*. Pour le courant : φ est le retard de phase, et la valeur efficace est I.

$$\begin{aligned} i_1(t) &= I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) \\ i_2(t) &= I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_3(t) &= I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned} \quad (I.7)$$

La puissance active se calcule avec la relation $P = 3V I \cos\varphi$ (en W).

La puissance réactive est définie par $Q = 3V I \sin\varphi$ (en VAR).

La puissance apparente est obtenue par $S = 3V I$ (en VA).

Entre les puissances, la relation est : $S^2 = P^2 + Q^2$.

Le facteur d'utilisation $f_u = P/S$ devient le facteur de puissance et s'identifie à $\cos\varphi$.

La puissance instantanée est définie en triphasé par : $p = v_1(t) i_1(t) + v_2(t) i_2(t) + v_3(t) i_3(t)$. Dans le cas d'un régime sinusoïdal équilibré $p = P = 3V I \cos\varphi$.

ANNEXE II

II.1. L'effet des paramètres de commande (A_{tr} , B_h) :

Dans le cas du contrôle par hystérésis modulée, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir A_{tr} du signal triangulaire et B_h [11].

La figure II.1, montre quelques exemples illustrant l'effet de ces paramètres de commande (A_{tr} , B_h).

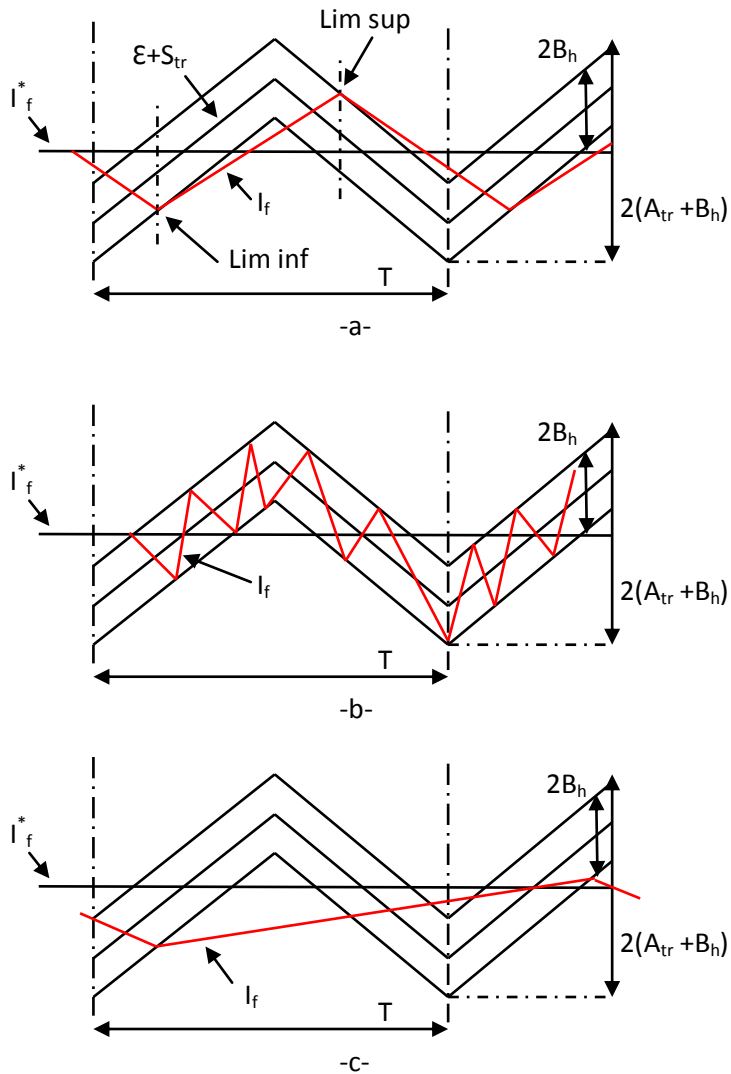


Fig. II.1. Exemples de l'effet des paramètres de commande (A_{tr} , B_h).

- (a): fréquence de commutation égale à la fréquence désirée,
- (b): fréquence de commutation supérieure à la fréquence désirée.
- (c): fréquence de commutation inférieure à la fréquence désirée.

Bibliographique

- [01] Mr. TADJER SID-AHMED, «Etude d'un system de compensation d'harmonique en utilisant d'un générateur photovoltaïque 'GPV' », Mémoire de Magister, univ- med. Bougara-Boumerdes, année 2008.
- [02] A. Sahbani, M. Labben-Ben Braiek, M. A.Dami et M. Jemli, « Commande d'un Filtre Actif Triphasé Shunt par la Logique Floue», 3rd International Conférence, SETIT, Tunisie, March 27-31, 2005.
- [03] Schneider Electric - Cahiers techniques n°152, 159, 160, 183.
- [04] G.Segier, « Perturbations harmoniques : Effets, origine, mesures, diagnostic, remèdes », Dunod, Paris 2000.
- [05] K. Mohammed, N. Salih, «Commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle», Mémoire d'ingéniorat de l'université de M'sila, (2010).
- [06] N. BRUYANT, « Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré ». Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, (1999).
- [07] A. LOPEZ DE HEREDIA, « Contribution à l'étude des interactions entre les nouveaux systèmes de génération et compensation distribués et le réseau électrique ». Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, (2006).
- [08] M. Alaa Eddin Alali, «Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension», Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [09] T. Deflandre, P. Mauras, « Les harmoniques sue les réseaux électriques » Edition Eyrolles, 1998.
- [10] B. Szabados, « Répercution sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance » REG, N°. 12, pp. 791-796, 1984.
- [11] M. Muftah ABDUSALAM, «Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, Mai 2008.
- [12] C. DEWEZ, « Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations ». Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, France, (2007).
- [13] T. GOURAUD, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique ». Thèse, Nantes, France, (1997).
- [14] T. Benslimane, « Commande numérique d'un filtre actif parallèle autonome », Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique. 08 Février 2004.

- [15] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [16] L. Benchaita « Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle – commande » Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, octobre 1998.
- [17] A. Salem Nia, « Contribution à l'étude théorique et expérimental d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 24 Septembre 1996.
- [18] H. Akagi, « New trends in active filters for power conditioning », IEEE Trans. on Industry applications, vol.32, No. 6, pp. 1312-1322, November/December 1996.
- [19] H. Akagi, « Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems », IEEE Trans. on power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, January 1997.
- [20] R. Tounsi, « Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Octobre 1999.
- [21] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, « A combined series and shunt active power filter », IEEE /KTH Stockholm power tech conference, Stockholm, Sweden, June 18-22, 1995.
- [22] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, « Control and analysis of series and shunt active filters with SABER », IPEC 2000, Tokyo, Japan, PP. 1467-1472, April 2000.
- [23] H. Fujita, H. Akagi, « The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters », IEEE Trans. on Power Electronics, vol.13, No.2, pp. 1312-1322, March 1998.
- [24] Miao-Xin Wang, « Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.
- [25] M. EL-HABROUK, M. K. DARWISH, P. MEHTA «Active power filters: A review IEE Proceedings », Electric Power Applications, Vol. 147, Sept. 2000.
- [26] M. Francis LABRIQUE, «Etude de stratégies de commande d'un filtre actif de type parallèle en vue d'assurer la compensation des harmoniques et du déséquilibre.» Mémoire de Magister, Université Catholique de Louvain Belgique, Juillet 2006.
- [27] S. D. Round, D. M. E. Ingram. « An Evaluation of Techniques for Determining Active Filter Compensating Currents in Unbalanced Systems ». Conférence EPE'97, vol. 4, p. 4.767-4.772, Trondheim (Norvège), 1997.

- [28] S. Rechka, T. Ngandui, X. Jianhong, P. Sicard. « A Comparative Study of Harmonic Detection Algorithms for Active Filters and Hybrid Active Filters ». Conférence PESC'02, vol. 1, p. 357-363, 2002.
- [29] I. Etxeberria-Otadui, «Les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l'Energie», Thèse de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble (France), Septembre 2003.
- [30] A. Emadi, A. Nasiri, S. B. Bekiarov. « Uninterruptible Power Supplies and Active Filters ». CRC Press. ISBN 0-8493-3035-1, 2005.
- [31] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen. « Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications». Conférence APEC'05, vol. 1, p. 635-641, Mars 2005.
- [32] J. M. Maza Ortega, M. Perales Esteve, M. Burgos Payan, A. Gomez Exposito, L. Garcia Franquelo.«Reference Current Computation Methods for Active Power Filters:Accuracy Assessment in the Frequency Domain». IEEE Trans. on Power Electronics,vol.20,n° 2, Mars 05.
- [33] R.Kiffouche, « Identification des harmoniques et génération de courants de référence 'Application au convertisseur statiques » Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, Juillet 2006.
- [34] A.E. Kouzou, « Compensation active des perturbations dans un réseau basse tension », Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes. 2004.
- [35] M.C. Benslimane, « Compensation générale des harmoniques « Etude, dimensionnement et commande d'un filtre actif parallèle», Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes. 2002.
- [36] L. Asiminoaei, S. Hansen, C. Lascu and F. Blaabjerg, « Selective harmonic current mitigation with shunt active power filter ». EPE, Aalborg, (2007).
- [37] J. H. Kim and S. K. Sul, « Overmodulation strategy for a three-phase four-leg voltage source converter ». IEEE, Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting, (2003).
- [38] S. NIA, « Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel ». Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, Nancy, France, (1996).
- [39] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits ». Proceeding International Power Electronics Conference. Tokyo, Japan, pp. 1375-1386, (1983).
- [40] M. Fatiha, «Etude et Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Structure de Tension'', Mémoire de Magister, Univ. Oran, Octobre 2001.

- [41] D. O. Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, Y. Chapuis et D. Flieller, “Stratégie Neuromimétique d’Identification et de Commande d’un Filtre Actif Parallèle”, *Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE)*, Vol. 9, No. 1, 2006, pp. 35-64.
- [42] M. C. Benhabib, « Contribution à l’étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande ». Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy-France, (2004).
- [43] F. Labrique, R. Bausière. «La conversion continue-alternative». Londres, New York, Paris 1995.
- [44] G. Segulier, «La conversion alternative – continue ». Londres New York. Paris 1992.
- [45] G. Segulier, «Electronique de puissance : les fonctions de bas et leur principales applications». 7^e édition Dunod 1999.
- [46] B. Mohamed Choukri, «Contribution à l’Etude des Différentes Topologies et Commandes des Filtres Actifs Parallèles à Structure Tension : Modélisation, Simulation et Validation Expérimentale de la Commande», *Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I*, Décembre 2004.
- [47] F. Labrique, H. Buyse, G. Segulier, R. Bausière. "Commande et comportement dynamique." Londres New York. Paris 1998.
- [48] J. Zeng, C. Yu, Q. Qi, Z. Yan, Y. Ni, B.L. Zhang, S. Chen, Felix F and Wu, « A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency ». *Electric Power System Research*, Vol. 68, pp 75-82, (2004).
- [49] A. F. COMSA, « Contribution à l’optimisation de la commande par hystérésis du moteur synchrone à aimants permanents ». Thèse de doctorat de l’I.N.P.L, Nancy, France, (1997).
- [50] C. Lott, « Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant sur des réseaux industriels : étude théorique et réalisation d’une maquette à GTO » Thèse de doctorat de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 17 Octobre 1995.
- [51] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, « Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced », *EPE-PEMC 2000*, Kosic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, September 2000.
- [52] L.ch. Brahim et M. Raouf « Etude et simulation d’un moteur Asynchrone alimenté par un onduleur de tension » *M’sila* : 2004/2005.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Année Universitaire : 2010 / 2011

Proposé et dirigé par : Monsieur : Fethi CHOUAF

Présenté par : - BEDIR Zouheir
- RHASKALI Walid
- BENLEMBARAK Bilal

Thème :

COMPENSATION DU COURANT HARMONIQUE GENERE PAR UNE CHARGE NON LINEAIRE

Résumé:

Ce mémoire présente une étude sur le filtrage actif parallèle basé sur un onduleur de tension autonome triphasé commandé par la stratégie Hystérésis en courant, un schéma global de cette méthode est présenté, ainsi que les méthodes d'identification des courants harmoniques basés sur la méthode de puissances instantanées. Les résultats de simulation du système source-redresseur-filtre actif parallèle sont présentés pour montrer l'efficacité de ce filtre.

Mots clés :

Filtre actif parallèle, Onduleur triphasé de tension, Charge non linéaire, Commande à hystérésis,