

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELERCTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : RESEAUX ELECTRIQUES

Présenté par
Lounes AROUNE

Thème

Etude et simulation d'un filtre actif parallèle

Mémoire soutenu publiquement le 29 septembre 2014 devant le jury composé de :

M^r Slimane RABAHALLAH

MAA, UMMTO, Président

M^r Ahmed CHALLAL

MAA, UMMTO, Rapporteur

M^{elle} Rahma KACHENOURA

MAA, UMMTO, Examineur

M^r Hamza BESSAI

MAA, UMMTO, Examineur

Remerciements

Tout d'abord, je voudrais exprimer *ma reconnaissance* et mes vifs remerciements à Monsieur **Ahmed CHALLAL** (maitre-assistant à l'université de Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou) pour m'avoir proposé, dirigé et suivi tout au long de ce travail, pour son humanité et surtout pour tous ses précieux conseils avisés ainsi que ses encouragements.

Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude à **M^{elle} KACHENOURA** pour son humanité et sa précieuse aide qu'elle apporte à toute personne manifestant son besoin. Aussi, ses conseils et encouragements était d'un grand apport à moi en matière scientifique.

Mes remerciements s'adressent à Monsieur le président et les membres du jury de soutenance pour m'avoir donné de leur temps et accepté de juger ce modeste travail.

Je souhaite aussi présenter un grand remerciement à tout le staff enseignant activant au sein du département de l'Electrotechnique de la faculté de Génie Electrique et d'Informatique de notre université qui ont contribué à notre formation tout le long des années de notre cursus, qu'ils trouvent ici l'expression de mon respect et de ma profonde reconnaissance.

A la fin, je présente ma gratitude pour tout scientifique travaillant pour le bonheur de l'humanité ainsi que tous les enseignants chercheurs et tous mes ami(e)s qui on contribué à ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes très chers parents pour leur patience, efforts et encouragements. Qu'ALLAH me les protège.
- Mon frère Sofiane ainsi que sa femme Nawal et leur petite adorable fille Leticia
- Ma très chère sœur Kahina ainsi que son mari Smail et mon neveu Samy
- Mon oncle Hocine et sa petite famille
- ❖ Mes ami(e)s de la section Master Réseaux Electriques.
- ✓ Tous ceux qui m'aiment.

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Etat de l'art sur la pollution harmonique et solutions de dépollution	
Introduction	3
I.1. Notion de la qualité d'énergie.....	3
I.2. Perturbations affectant le réseau électrique de distribution	4
I.2.1.Perturbations d'origines électriques.....	4
I.2.1.1.Creux ou coupures de tension	4
I.2.1.2.Fluctuation de tension	4
I.2.1.3.Déséquilibre du système triphasé.....	5
I.2.1.4.Variation de la fréquence	5
I.2.2.Perturbations harmoniques des réseaux	6
I.2.2.1.Définition et origine des harmoniques et inter-harmoniques.....	6
I.2.2.2.Rangs pairs et impairs	6
I.2.2.3.Harmoniques de courant et de tension	7
I.2.2.4.Distorsion harmonique.....	9
I.2.2.4.1.Taux harmonique de rang h	9
I.2.2.4.2.Taux de distorsion harmonique.....	9
I.2.2.5.Propagation des harmoniques sur les réseaux.....	10
I.2.2.6.Effets des harmoniques	10
I.2.2.6.1.Effets à terme	10
I.2.2.6.2.Effets instantanés	11
I.2.2.6.3.Le phénomène de résonance	11
I.2.2.6.3.a.Résonance parallèle.....	11
I.2.2.6.3.b.Résonance série.....	12
I.2.3.Normes et recommandations.....	12
I.2.3.1.Norme internationale CEI 61000	12

I.2.3.1.a.Niveau de compatibilité	12
I.2.3.1.b.Niveau d'émission	13
I.2.3.1.c.Niveau d'immunité.....	13
I.2.3.2.Norme européenne NF EN 50160.....	13
I.2.3.3.IEEE 519: (Recommendation Practices and Requirements of Harmonic Control in Electric Power-Systems-USA).....	13
I.3. Solutions envisages pour la dépollution harmonique	13
I.3.1.Les solutions traditionnelles	13
I.3.1.1.Absorption sinusoïdale.....	14
I.3.1.2.Ajout d'une inductance de lissage du courant	14
I.3.1.3.Surdimensionnement du neutre.....	14
I.3.4.Transformateurs spéciaux	14
I.3.4.1.Transformateur de mise à la terre	14
I.3.4.2.Transformateur de type K	14
I.3.4.3.Transformateur déphaseur	15
I.3.2.Filtrage d'harmoniques	15
I.3.2.1.Filtres passifs	15
I.3.2.1.1.Filtre passif résonnant	16
I.3.2.1.2.Phénomène de l'anti-résonance	17
I.3.2.1.3.Filtre passif amorti	17
I.3.2.1.4.Coût du filtre passif.....	18
I.3.2.1.5.Avantages et désavantages des filtres passifs	18
I.3.2.Les solutions modernes-filtrage actif.....	19
I.3.2.1.Principe	19
I.3.2.2.Configuration de base des filtres actifs.....	19
I.3.2.2.1.Filtre actif série	19
I.3.2.2.2.Filtre actif parallèle	20
I.3.2.2.3.Structure universelle	20
I.3.2.2.4.Filtre actif hybride.....	21
I.3.2.2.4.a.Filtre hybride série	21

I.3.2.2.4.b.Filtre hybride parallèle	21
I.3.2.2.4.c.Filtre hybride parallèle-série	22
I.3.2.2.5.Coût du filtre actif	22
I.3.2.2.6.Avantages et désavantages du filtrage actif	23
I.4. Conclusion	23

Chapitre II : Structure du filtre actif parallèle et stratégies de commande

Introduction	24
II.1. État de l’art	24
II.2. Structure du filtre actif parallèle	25
II.2.1.FAP à structure de tension	25
II.2.2.FAP à structure de courant	26
II.2.3.Comparaison entre les deux structures	27
II.2.3.1.Elément de stockage	27
II.2.3.2.Filtrage des harmoniques générés par le découpage de l’onduleur	27
II.2.3.3.Type de semi-conducteurs	27
II.2.3.4.Commande et protection.....	28
II.3. Étude de la partie puissance du FAP	28
II.3.1.Onduleur de tension à trois bras	28
II.3.1.1Structure générale	28
II.3.1.2.Tension de sortie de l’onduleur	29
II.3.2.Onduleur de tension à deux bras.....	31
II.3.2.1.Structure générale	31
II.3.2.2.Tensions fournies par l’onduleur	31
II.4. Stratégies de commande des filtres actifs parallèles	32
II.4.1.Contrôle conventionnel par hystérésis.....	33
II.4.2.Contrôle par hystérésis modulé	33
II.4.3.Contrôle par modulation de largeur d’impulsion (MLI)	34
II.4.4.Régulation de la tension continue.....	34
II.5. Conclusion	35

Chapitre III : Dimensionnement du filtre actif parallèle

Introduction	36
III.1. Élaboration du modèle d'état dans les plans () et (dq).....	36
III.1.1.Modèle dans le repère	39
III.1.2.Modèle dans le repère dq	41
III.2. Les méthodes d'identification des courants de référence.....	44
III.2.1.Choix de la méthode.....	44
III.2.1.1.La méthode des puissances instantanées	45
III.2.1.2.Algorithme d'identification	49
III.3. Dimensionnement des paramètres du filtre actif.....	49
III.3.1.Système de stockage de l'énergie.....	50
III.3.1.1.Description du fonctionnement de la capacité	50
III.3.1.2.Estimation de la tension de référence du bus continu (V_{dcref}).....	50
III.3.1.3.Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc})	52
III.3.1.3.1.Présentation des approches.....	52
III.3.1.3.1.a.Première approche	52
III.3.1.3.1.b.Deuxième approche	53
III.3.1.4.Filtre de sortie.....	54
III.3.1.4.1.Description et effets des deux types de filtres (L et LCL).....	54
III.3.1.4.2.Modélisation des filtres LCL et L	55
III.3.1.4.2.a.Filtre LCL	55
III.3.1.4.2.b.Filtre L	57
III.3.1.4.3.Dimensionnement du filtre de raccordement L_f	58
III.3.1.4.3.a.Présentation de l'approche	58
III.4. Conclusion.....	59

Chapitre IV : Commande en tension du filtre actif parallèle

Introduction	60
IV.1. Contrôle de la tension du bus continu (V_{dc})	60
IV.2. Ecoulement des puissances du système global	61
IV.3. Formulation du modèle de la boucle de régulation du bus continu	64

IV.3.1. Boucle de régulation de la tension V_{dc}	66
IV.3.2. Régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI)	66
IV.3.2.1. Synthèse du régulateur	66
IV.3.2.2. Influence de la perturbation du courant de charge	68
IV.4. Conclusion	69

Chapitre V : Simulation du FAP et interprétation des résultats

Introduction	70
V.1. Simulation et interprétation des résultats	70
V.2. Influence de la variation de la tension du condensateur V_{dc}	76
V.3. Conclusion	77
Conclusion générale	79

Bibliographie

Annexe

Introduction Générale

Introduction Générale

En se propageant à travers les réseaux électriques, les courants et les tensions sont idéalement des ondes sinusoïdales à la fréquence fondamentale du réseau. Cependant, selon des études publiées dans la littérature, nous constatons que la qualité de l'onde électrique est loin d'être parfaite. Le problème principal parmi les imperfections est la présence de courants harmoniques engendrés par les charges non-linéaires. La propagation de ces harmoniques à travers des diverses impédances du réseau crée des tensions harmoniques qui se superposent à la tension fondamentale. Les tensions déformantes résultantes ont des effets néfastes sur les équipements de puissance, les dispositifs de commande et de surveillance. [16]

Des normes sur les harmoniques ont été proposées par la commission internationale en électrotechnique (CEI 61000) qui pose des limites sur le niveau des courants harmoniques engendrés par les équipements en fonction du courant nominal, et par les recommandations IEEE Std.519-1992 qui vise à empêcher la propagation des harmoniques dans le réseau en imposant des limites aux courants et tensions harmoniques à la hauteur du point de raccordement commun. [16]

Aussi, différents moyens de mitigation aux harmoniques ont été conçus le long des précédentes décennies qu'on a classés en deux catégories, à savoir des solutions dites classiques et la deuxième catégorie dite solutions modernes.

De nos jours et au cours de la dernière décennie, les recherches se sont accentuées sur le filtrage actif parallèle. En effet, vu les différents avantages qu'il présente, son efficacité et son coût bas, comparé à celui du filtre actif série. Le filtre actif parallèle (FAP) s'impose comme la meilleure solution de mitigation aux problèmes de circulation des courants et tensions harmoniques circulant dans le réseau. En injectant des courants harmoniques dont l'amplitude égale celle des courants de références mais en opposition de phase, il permet d'éliminer les perturbations harmoniques et de dépolluer le réseau.

Dans ce contexte, nous avons conçu ce présent mémoire de façon à traiter l'aspect concernant la qualité de l'énergie électrique. Nous avons examiné les différentes perturbations affectant le bon fonctionnement du réseau électrique ainsi que les différents moyens de mitigation en citant les normes mettant en vigueur la limitation des émissions harmoniques, et les principales solutions utilisées dans ce domaine. En résumé, le mémoire comporte cinq chapitres organisés de la manière suivante :

Le premier chapitre fait la lumière sur la qualité de l'énergie, souci majeur du producteur et du consommateur, et les différentes perturbations de nature électrique pouvant affectées le réseau. Une définition de la grandeur harmonique est donnée ainsi que les effets néfastes qu'elle engendre, les normes de la CEI et les recommandations de l'IEEE relatives aux harmoniques sont également citées. Une deuxième partie de ce chapitre expose les différentes solutions envisagées pour répondre à ce problème. Ces dernières sont regroupées dans deux catégories classiques et modernes tout en mettant l'accent sur le filtrage passif, actif et hybride des harmoniques.

Introduction Générale

Le deuxième chapitre se concentre sur l'étude d'un cas particulier des solutions du filtrage qui est le filtre actif parallèle (FAP). Il est constitué de deux parties, l'une de puissance et l'autre de commande. Dans la première partie, constituée d'un onduleur, d'un filtre de raccordement et d'un élément passif (source d'énergie), nous traitons la structure générale du FAP où nous modélisons l'onduleur de tension, après avoir fait le choix de travailler avec cette structure (issu de la comparaison entre les deux structures : de courant et de tension). Dans la deuxième partie, différentes stratégies de commande dont la commande par hystérésis, par hystérésis modulé et le contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont traitées de manière générale.

Le troisième chapitre est consacré au dimensionnement des différents paramètres constituant le FAP. Après l'élaboration du modèle d'état du modèle d'étude dans les repères (α, β) et (d, q) ainsi que les différentes transformations appropriées relatives à ces deux repères, un choix de la méthode d'identification des courants de références est fait par la méthode des puissances instantanées. Ensuite, nous traitons l'estimation des paramètres du FAP. Nous commençons par la valeur de la tension du bus continu, la capacité du condensateur de stockage en deuxième lieu et nous finissons par les deux types du filtre de sortie (*LCL* et *L*) et celui de raccordement.

Le quatrième chapitre traite la partie de la commande en tension du FAP. Le contrôle de la tension du bus continu V_{dc} est une procédure indispensable. En effet, en observant les fluctuations de la tension aux bornes du condensateur, causées par les échanges de puissance active entre le réseau et la charge, nous pouvons faire les corrections appropriées pour maintenir la valeur de la tension V_{dc} constante. Dans ce but, des boucles de régulation de cette tension sont conçues pour veiller à ce que l'équilibre en puissance soit toujours maintenu.

Le cinquième chapitre quant à lui, est consacré à la simulation du modèle de filtre actif parallèle, et ce après l'implantation des différents paramètres dimensionnés précédemment, sous l'environnement Matlab/Simulink, ainsi que l'interprétation des résultats de la simulation.

Le mémoire se termine par une conclusion générale.

Chapitre I :
Etat de l'art sur la
pollution harmonique et
solution de dépollution

Introduction :

Le distributeur de l'énergie électrique a pour objectif de fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs une énergie de bonne qualité. [4]

Or, la modernisation des processus industriels ainsi que la sophistication des machines et appareillages électriques ont entraînés, ces dernières années, un développement important de l'électronique de puissance comportant les différents convertisseurs statiques d'énergie à base de semi-conducteurs (redresseurs, onduleurs, cyclo-convertisseurs, alimentations à découpage, etc....).

Ces systèmes représentent pour le réseau électrique des charges dites « non linéaires » dont le courant absorbé n'est pas à l'image de la tension d'alimentation (bien que la tension de la source imposée à la charge soit sinusoïdale, le courant absorbé ne l'est pas).

On peut voir, ci-dessous sur la Figure 1 [3], des exemples de convertisseurs statiques alimentés par une source sinusoïdale ainsi que l'allure du courant consommé.

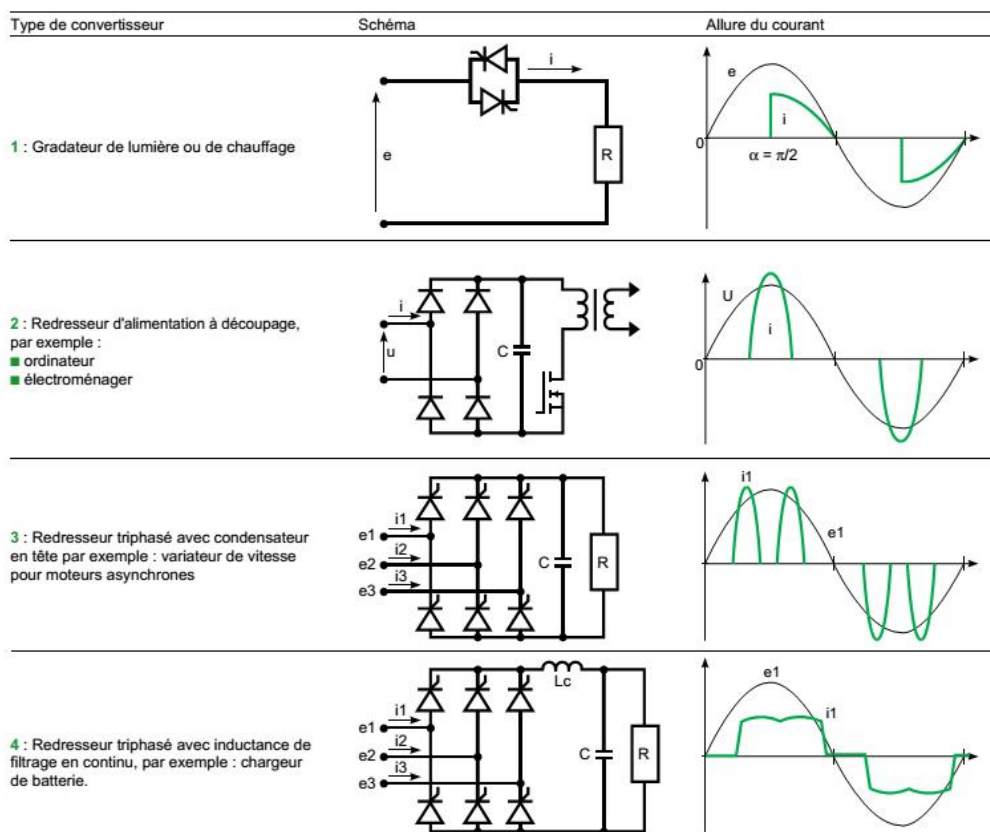


Figure I-1 : Forme du courant absorbé par quelques charges non linéaires

I.1. Notions de la qualité d'énergie :

La qualité de l'énergie électrique dépend de celle de la tension aux points de raccordement. Elle est fournie sous la forme de trois tensions sinusoïdales [1], d'amplitude et de fréquence constantes [4], constituant un réseau triphasé équilibré [1]. Elle se mesure sur les

réseaux électriques et passe par l'observation des différentes perturbations pouvant affectées ces réseaux, grâce à un panel d'équipements de mesure.

Les phénomènes observés et pouvant affecter le bon fonctionnement des réseaux sont nombreux et de différents types, on distingue les perturbations électriques et les perturbations harmoniques.

I.2. Perturbations affectant le réseau électrique de distribution :

I.2.1. Perturbations d'origines électriques :

Ces perturbations peuvent se manifester par : un creux ou une coupure brève de tension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé de tension et une variation de la fréquence [1]. Ainsi elles peuvent être regroupées dans quatre groupes selon qu'elles affectent :

- L'amplitude.
- La fréquence.
- La forme d'onde.
- La symétrie du système triphasé.

I.2.1.1. Creux ou coupures de tension : [1]

Un creux de tension est une brusque réduction de tension en un point du réseau, à une valeur entre 10% et 90% de la tension nominale, suivi de son rétablissement après une courte durée allant d'une demi-période jusqu'à quelques secondes.

Une coupure de tension quant à elle est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée comprise entre 10 ms et une minute pour les brèves et supérieure à une minute pour les longues.

Ils peuvent être produits par des manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités ou par le fonctionnement consécutif des protections suite à l'apparition de défauts dans le réseau.

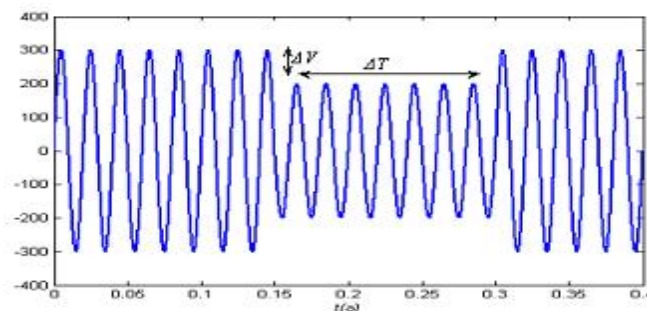


Figure I-2 : Creux de tension

I.2.1.2. Fluctuation de tension :

Les fluctuations de tension peuvent être décrites comme une variation de l'enveloppe de tension ou comme une suite de variation de tension aléatoire. Ce sont des variations

brutales d'amplitude située dans une bande de $\pm 10\%$ et se produisent sur un intervalle de quelques centièmes de secondes.

Elles sont dues en particulier à la propagation, sur les lignes du réseau, de courants d'appel importants dont l'origine principale est le fonctionnement d'appareils dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc ou encore les machines à souder.

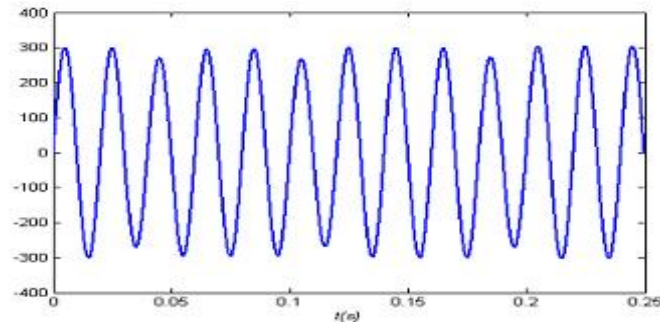


Figure I-3 : Fluctuation de tension

I.2.1.3. Déséquilibre du système triphasé : [5]

Le phénomène de déséquilibre de tension est la situation où les trois tensions du système triphasé ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas décalées normalement les unes par rapport aux autres de 120° .

La cause majeure de ce déséquilibre est liée à la présence de charges monophasées réparties de façon non équilibrée sur les trois phases du réseau, ce qui est particulièrement le cas dans les réseaux basse tension.

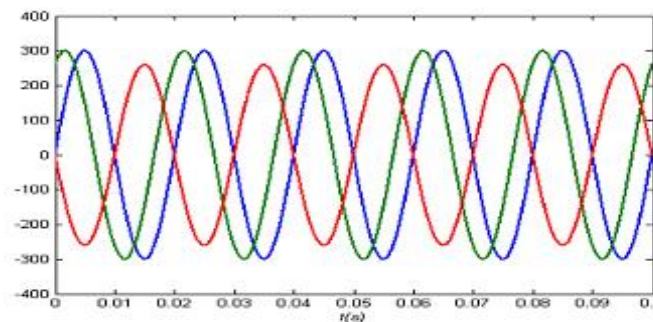


Figure I-4 : Déséquilibre de système triphasé

I.2.1.4. Variation de la fréquence : [10]

Les fluctuations de fréquence sont caractérisées par des variations de la valeur nominale de cette dernière (50/60 Hz), résultant des variations de vitesses des alternateurs suite à un déséquilibre entre charges et puissances mises en jeu par les centrales. Elles se manifestent par des variations de vitesses et couples dans les machines synchrones et asynchrones, et parfois par l'arrêt entier du système.

A noter que ce type de perturbation concerne en premier lieu le réseau de transport et de distribution de l'énergie électrique.

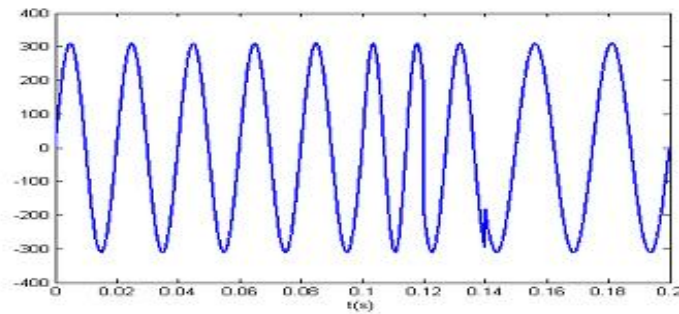


Figure I-5 : Variation de la fréquence

I.2.2. Perturbations harmoniques des réseaux :

I.2.2.1. Définition et origine des harmoniques et inter-harmoniques :

Les harmoniques sont des signaux dont la fréquence est un multiple entier de celle du fondamental, ils sont principalement générés par des charges non linéaires (cette non linéarité peut être intrinsèque comme dans le cas d'un arc ou d'un noyau magnétique saturé, ou résulter des commutations répétées des composants de l'électronique de puissance). Soumise à une tension sinusoïdale, une charge non linéaire absorbe un courant déformé dont les composantes harmoniques ne dépendent, en première approximation, que de ses caractéristiques propres et non de celles du réseau. Cette charge se comporte comme une source de courants harmoniques. [5,12]

Entre les harmoniques de courant et de tension, on peut observer d'autres fréquences qui sont des multiples non entiers de celle du fondamental. [5]

Les principales sources d'harmoniques sont les alimentations ou régulateurs d'électronique de puissance (redresseurs, variateurs de vitesse, ordinateurs, téléviseurs, etc.). Alors que pour les inter-harmoniques, les sources principales sont les cyclo-convertisseurs, les moteurs asynchrones et les machines à souder (pour les réseaux basse tension), les fours à arc (pour les réseaux moyenne et haute tension) [5].

I.2.2.2. Rangs pairs et impairs : [11]

Le rang harmonique h est un nombre entier, égal au rapport de la fréquence de cet harmonique sur la fréquence du fondamental. Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair. Les harmoniques de rang pair, très souvent négligeables en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Par contre, celles de rangs impairs sont fréquemment rencontrées sur le réseau électrique.



Figure I-6 : Harmonique et inter-harmonique

I.2.2.3. Harmoniques de courant et de tension : [12]

Dans la plupart des cas, les harmoniques présents sur les réseaux électriques proviennent de l'utilisation de charges non linéaires. Ces charges se comportent approximativement comme des sources de courant harmonique, c'est-à-dire que le courant harmonique est fixé par la charge et non par l'impédance ou la tension du réseau auquel elles sont raccordées.

L'impédance présentée par un réseau dépend de la fréquence à laquelle on la considère. On peut définir en tout point d'un réseau une impédance harmonique Z_h , qui dépendra du rang harmonique h considéré, elle représente la mise en parallèle de toutes les lignes qui convergent vers ce point. Les courants harmoniques émis par les charges perturbatrices se propagent entre les différentes lignes.

On peut également parler de source de tension pour décrire l'état d'un réseau perturbé par une forte charge non linéaire. La circulation des harmoniques de courant provenant des charges non linéaires à travers des impédances harmoniques du réseau en un point du réseau crée des harmoniques de tension selon la loi d'Ohm :

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

V_h : tension harmonique de rang h .

Z_h : impédance harmonique de rang h .

I_h : courant harmonique de rang h .

Le contenu harmonique d'une grandeur, tension ou courant par exemple, peut être calculé en utilisant la décomposition en série de Fourier. Cette décomposition met en évidence : [4]

- Un terme sinusoïdal à la fréquence 50Hz du réseau, le fondamental.
- Des termes sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de celle du fondamental, les harmoniques.
- Ainsi, la somme de ces deux termes donne l'expression de la grandeur, selon les relations suivantes :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad \dots \text{I-2}$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(h\omega t - \beta_h) \quad \dots \text{I-3}$$

Avec :

h : rang harmonique.

V_h, I_h : tension et courant harmoniques de rang h .

ω : pulsation fondamentale ($\omega = 2\pi \cdot f_1 = 2\pi / T$).

α_h : déphasage du courant I_h par rapport à l'origine des phases à l'instant initial ($t = 0$ s).

β_h : déphasage de la tension V_h par rapport à l'origine des phases à l'instant initial ($t = 0$ s).

Chapitre I : Etat de l'art sur la pollution harmonique et solutions de dépollution

➤ Valeur efficace d'une grandeur harmonique: [2]

La valeur efficace, en anglais RMS (Root Mean Square), d'un signal $y(t)$ est donnée par définition :

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt} \quad \dots \text{I-4}$$

Le théorème de Parseval montre que : [2]

$$\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt = Y_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} Y_h^2 \quad \dots \text{I-5}$$

On a donc la relation suivante, par les grandeurs alternatives : [2]

$$V_{eff} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \quad \dots \text{I-6}$$

De même :

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad \dots \text{I-7}$$

➤ Les puissances mises en jeu : [2]

Les notions de puissance définies pour les signaux sinusoïdaux ne sont pas valables pour les signaux non sinusoïdaux.

Considérons un courant et une tension non sinusoïdaux dont les développements en série de Fourier sont ceux des formules (I-2) et (I-3) ;

Par définition, la puissance active est égale à la puissance moyenne, exprimée en Watt (W) :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad \dots \text{I-8}$$

Après calcul, on obtient :

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\phi_h - \theta_h) \quad \dots \text{I-9}$$

De même, la puissance réactive, dont l'unité est le volt ampère réactif (VAR), sera de la forme :

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sin(\theta_h - \phi_h) \quad \dots \text{I-10}$$

Par définition, la puissance apparente monophasée se calcule à l'aide du produit des valeurs efficaces de tension et du courant, son unité est le volt ampère (VA) : [2]

$$S = V_{eff} \cdot I_{eff} \quad \dots \text{I-11}$$

Chapitre I : Etat de l'art sur la pollution harmonique et solutions de dépollution

La contribution des produits des rangs harmoniques engendre une puissance déformante, exprimée en volt ampère déformant (VAD) et peut s'écrire sous la forme : [6]

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad \dots \text{I-12}$$

Le facteur de puissance F est égal au rapport de la puissance active sur la puissance apparente. Il caractérise le dimensionnement d'un système électrique puisqu'il représente la puissance utile consommée par rapport à la puissance apparente disponible au niveau de la source. Son expression est la suivante : [6]

$$F = \frac{P}{S} \quad \dots \text{I-13}$$

Le facteur de déphasage est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente de la composante fondamentale : [2]

$$\cos \phi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad \dots \text{I-14}$$

Il peut aussi être défini par le cosinus du déphasage entre les composantes fondamentales de courant et de la tension : $\phi_1 = \text{déphasage}(V_1, I_1)$.

Le facteur de déformation quant à lui, caractérise le lien entre le facteur de puissance et le facteur de déphasage : [2]

$$F_d = \frac{F}{\cos \phi_1} \quad \dots \text{I-15}$$

Ainsi, le facteur de crête est le rapport entre la valeur crête et la valeur efficace du courant :

$$F_c = \frac{\hat{I}}{I_{eff}} \quad \dots \text{I-16 [2]}$$

I.2.2.4. Distorsion harmonique :

Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour quantifier la déformation du signal.

I.2.2.4.1. Taux harmonique de rang h :

On caractérise la déformation sur un rang particulier par le taux harmonique de rang h, exprimé par rapport à la composante fondamentale, soit :

$$Y_h(\%) = \frac{Y_h}{Y_1} \cdot 100 \quad \dots \text{I-17 [2]}$$

I.2.2.4.2. Taux de distorsion harmonique : [12]

On définit le taux de distorsion harmonique (THD) ou facteur de distorsion, qui peut s'appliquer soit au courant, soit à la tension, par :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} Y_h^2}}{Y_1} \cdot 100 \quad \dots \text{I-18}$$

On parle aussi de taux global de distorsion.

Cette grandeur permet d'évaluer, la perturbation d'une tension ou d'un courant circulant en un point du réseau, ou de comparer deux réseaux sujets à des harmoniques de rangs différents. Elle représente approximativement l'augmentation d'échauffement subi par un récepteur résistif.

I.2.2.5. Propagation des harmoniques sur les réseaux : [4]

La susceptibilité de la plupart des équipements à la distorsion harmonique dépend de la tension harmonique à ses bornes (V_h). De ce fait, cette tension peut atteindre un niveau élevé si le courant harmonique rencontre à une fréquence donnée une impédance élevée ou un niveau faible dans le cas contraire.

Les ouvrages qui composent les réseaux de distribution (lignes et transformateurs) sont très souvent inductifs aux fréquences harmoniques de rang faible (< 7). La charge génératrice d'harmoniques apparaît comme une source de courant, celui-ci se répartit entre les charges voisines et les lignes conduisant au poste source.

Sur les réseaux de transport de l'énergie, l'étude de la propagation des harmoniques est plus complexe, car les lignes ne sont plus inductives. De plus elles sont disposées selon une structure maillée.

Généralement, les tensions s'atténuent lorsque l'on remonte vers les niveaux de tensions élevées et s'atténuent très peu dans l'autre sens.

I.2.2.6. Effets des harmoniques :

La présence des harmoniques dans les réseaux perturbent les autres charges, même non linéaires, connectées aux bornes de la même source de tension. En effet, ces charges risquent de ne plus être alimentées dans des conditions satisfaisantes aux références de tensions exigées.

I.2.2.6.1. Effets à terme :

- Le transformateur subit des pertes (joule et fer) supplémentaires, ce qui accélère le vieillissement des isolations et diminue la durée de vie du matériel. [2]
- Les courants harmoniques provoquent des flux supplémentaires qui se superposent au flux fondamental. Ces flux augmentent la valeur crête du flux, et provoquent ainsi la perturbation du circuit magnétique du transformateur. De plus, le transformateur peut devenir générateur d'harmoniques. [2]
- Pour les moteurs et les alternateurs, les harmoniques de tension de fréquence élevée provoquent des pertes fer supplémentaires. Les courants harmoniques générés par des tensions harmoniques de la source augmentent les pertes joule, créent des champs tournants à des vitesses différentes du 50 Hz qui provoquent des couples moteur ou résistant à des fréquences différentes aussi du 50 Hz. Il s'ensuit des vibrations pouvant entraîner des problèmes mécaniques, des bruits anormaux et le rendement du moteur baisse. [2]
- Echauffement du câble de neutre résultant de la circulation de la somme des courants de fréquences harmoniques de rang 3 et multiples de 3. [12]

- Echauffement des condensateurs, causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Ces échauffements peuvent conduire au claquage. [1]

I.2.2.6.2. Effets instantanés :

- Ils concernent les appareils produisant une image électronique (écran ordinateur, téléviseur) les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (téléphone, chaîne HI-FI) ou sur la précision des appareils de mesure. [7]
- Les harmoniques peuvent entraîner le mauvais fonctionnement des systèmes électroniques utilisant la tension comme référence. Les compteurs d'énergie présentent des erreurs supplémentaires.
- Des perturbations surviennent lorsqu'une ligne à courant faible chemine le long d'une canalisation de distribution électrique avec courant et tension déformés.

I.2.2.6.3. Le phénomène de résonance : [9]

Son apparition est due à la présence sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs. Le danger de ce phénomène est qu'il peut engendrer de grandes valeurs d'impédances Z_h , de tensions V_h et de courants I_h aux bornes de différents éléments composant le réseau. Lorsque ces valeurs de tension et de courant sont très élevées, elles peuvent endommager et même détruire les équipements qui y sont soumis.

On distingue deux types de résonance, selon la configuration des éléments capacitifs et inductifs, série et parallèle comme montré dans la figure suivante :

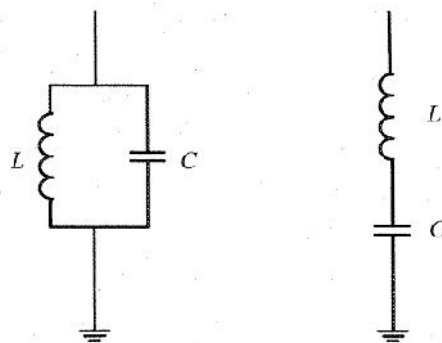


Figure I-7 : Circuits résonnant parallèle et résonnant série

I.2.2.6.3.a. Résonance parallèle :

L'inductance et la capacité en parallèle donnent l'impédance suivante :

$$Z_h = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \quad \dots \text{I-19}$$

Il y a résonance si $X_L = X_C$, c'est-à-dire, lorsque le dénominateur $1 - LC\omega^2$ est nul. Dans ce cas l'impédance est infinie, la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots \text{I-20}$$

I.2.2.6.3.b. Résonance série :

L'inductance en série avec une capacité donne une impédance de forme :

$$Z_h = \frac{1 - LC h^2 w^2}{jLhw} \quad \dots \text{I-21}$$

Il y a résonance si $X_L = X_C$, c'est-à-dire, le numérateur $1 - LC h^2 w^2$ est égal à zéro. Dans ce cas l'impédance est nulle et la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2fh\sqrt{LC}} \quad \dots \text{I-20}$$

I.2.3. Normes et recommandations : [6]

De nombreux organismes internationaux imposent des limites sur l'injection des courants harmonique afin d'assurer une qualité du réseau de distribution. Les équipements électriques doivent fonctionner sans dégradation face à des phénomènes perturbateurs, en particulier ceux de basses fréquences tels que les harmoniques de tension du réseau.

Pour garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant et une bonne cohabitation entre les sources polluantes et les charges polluées, l'ensemble des distributeurs et utilisateurs est amené à respecter plusieurs normes et recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM).

Les principales normes en matière de pollution harmonique basse tension sont au niveau international la CEI 61000, au niveau européen la NF EN 50160 et au niveau français la NF C15-100.

I.3.3.1. Norme internationale CEI 61000 :

Elle se rapporte à la CEM dans certaines parties ont été rendues obligatoires dans l'union européenne et retranscrites dans les droits nationaux sous l'appellation NF EN 61000. Elle est décomposée en six chapitres :

- Partie 1 : généralités.
- Partie 2 : environnement.
- Partie 3 : limites.
- Partie 4 : techniques d'essai et de mesure.
- Partie 5 : guide d'installation et d'atténuation.
- Partie 6 : normes génériques.

Dans celle-ci il est possible d'extraire les chapitres concernant les niveaux de compatibilité, d'émission et d'immunité.

I.3.3.1.a. Niveau de compatibilité :

CEI 61000-2-2 : fixe les limites de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension.

CEI 61000-2-4 : fixe les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux des navires, des avions, des plateformes offshore et des installations ferroviaires.

I.3.3.1.b. Niveau d'émission :

CEI 61000-3-2 : spécifie les limites pour les émissions de courants harmoniques des matériels individuels pour les appareils consommant moins de 16 A par phase.

CEI 61000-3-4 : spécifie les limites pour les courants harmoniques des équipements individuels d'intensité assignée supérieur à 16 A et jusqu'à 75 A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasé) et 600V (triphase).

I.3.3.1.c. Niveau d'immunité :

CEI 61000-4-13 : donne les essais d'immunité basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur les réseaux électriques alternatifs.

I.3.3.2. Norme européenne NF EN 50160 :

Elle définit les principales caractéristiques de la tension fournie au point de livraison du client pour un réseau public basse tension, en particulier les niveaux de CEM de tension harmoniques. Elle caractérise la qualité de la tension fournie par le réseau public de distribution basse tension dans les conditions normales d'exploitation.

I.3.3.3. IEEE 519: (Recommended Practices and Requirements of Harmonic Control in Electric Power-Systems – USA)

L'IEEE définit les exigences et les recommandations pratiques pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Cette norme s'applique aussi bien aux fournisseurs qu'aux utilisateurs et couvrent toutes les plages de puissance.

La norme IEEE 519-1992 recommande notamment une distorsion harmonique totale de tension inférieure à 5% pour les systèmes de moins de 69 kV et une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3%.

I.3. Solutions envisagées pour la dépollution harmonique :

Les harmoniques de courant ne peuvent être supprimés, c'est la charge qui les génère. Il va donc falloir les confiner au plus près des charges polluantes pour éviter qu'ils ne remontent sur la totalité du réseau [11]. Ainsi les différentes méthodes utilisées pour ce fait peuvent être regroupée dans deux catégories.

I.3.1. Les solutions traditionnelles :

En présence d'harmoniques, une solution courante est le surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique. Cependant d'autres solutions peuvent être considérées, à savoir :

I.3.1.1. Absorption sinusoïdale : [6]

Le prélèvement sinusoïdal est une technique qui permet aux convertisseurs statiques d'absorbé un courant très proche d'une sinusoïde avec un facteur de puissance unitaire. Dans ce cas, ces structures se positionnent dans une stratégie préventive et non curative.

Ces techniques de prélèvement sinusoïdal s'appliquent aux structures monophasées et triphasées. Ces convertisseurs propres utilisent la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) comme principe de pilotage des interrupteurs commandés. En monophasé ce type de structure est assez répandu alors que les convertisseurs triphasé propres sont rares sur le marché, car le surcoût est important.

I.3.1.2. Ajout d'une inductance de lissage du courant : [6]

L'ajout d'inductance de lissage en amont des dispositifs polluants est une solution communément utilisée afin d'atténuer les harmoniques de rangs élevés puisque leurs impédances augmentent avec la fréquence. Ces inductances réduisent donc la distorsion de la tension au point du raccordement mais induisent un coût supplémentaire. De plus, elles doivent être dimensionnées pour le courant nominal circulant en ligne. Cette disposition consiste à protéger les condensateurs, destinés à améliorer le cos ϕ .

I.3.1.3. Surdimensionnement du neutre : [9]

Comme il a été mentionné, les courants homopolaires s'additionnent dans le conducteur du neutre. Afin d'éviter l'usure prématuré de ce dernier, il peut s'avérer avantageux de le surdimensionner. Cette solution consiste à doubler, voire même tripler les conducteurs du neutre.

I.3.1.4. Transformateurs spéciaux : [9]

I.3.1.4.1. Transformateur de mise à la terre :

Afin d'éviter le passage des courants harmoniques par le conducteur de neutre, l'ajout d'un transformateur de mise à la terre crient un neutre artificiel est une solution très efficace. Ce type de transformateur fournit un chemin de faible impédance pour les courants harmoniques qui sont déviés dans son propre neutre. C'est donc dire, que seul le neutre du transformateur doit être en mesure de supporter ces courants.

I.3.1.4.2. Transformateur de type K :

Les transformateurs qui doivent supporter des courants déformés sont sujets à des pertes additionnelles élevées. Les organismes de normalisation ont reconnus ce phénomène et ont récemment introduit un facteur K qui permet de quantifier l'effet d'une charge sur un transformateur. Ce facteur K se définit comme :

$$K = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 \cdot h^2 \quad \dots \text{I-22}$$

Avec :

h : rang de l'harmonique

I_h : rapport entre le courant efficace à la fréquence h et le courant efficace total.

Un filtre passif (Figure I-9) est constitué d'éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs et des résistances, forment une impédance qui varie en fonction de la fréquence. On connecte alors le filtre passif en parallèle avec le réseau de manière à absorber un harmonique de courant donné.

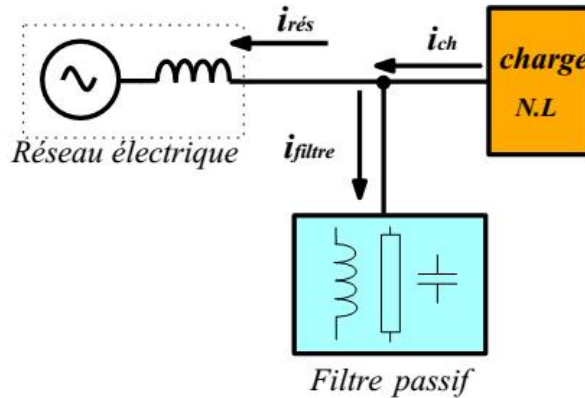


Figure I-9 : Filtre passif

La conception du filtre passif nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception du bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie. Il convient également de coordonner ses caractéristiques avec les besoins en puissance réactive des charges.

Aussi, l'impédance du réseau a un impact majeur sur la conception et le dimensionnement du filtre passif. Il est important d'avoir une bonne connaissance des paramètres composant le réseau lors de cette étape afin d'obtenir un filtre efficace et ne risque pas d'entrer en résonance avec l'impédance du réseau.

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant ou passe-bande et le filtre passif amorti ou passe-haut.

I.3.2.1.1. Filtre passif résonnant : [6]

C'est un filtre sélectif constitué d'une résistance, d'un condensateur et d'une bobine en série, comme décrit sur la figure ci-après :

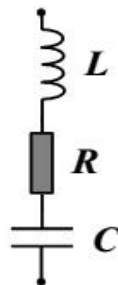


Figure I-10 : Filtre passif série

Son impédance équivalente est :

$$Z_{\text{eq}}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad \dots \text{I-23}$$

Le rang d'accord h_a correspond au multiple, entier ou non, de la fréquence nominale du réseau. La pulsation de résonance du filtre est :

$$\omega_a = 2\pi \cdot f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \dots \text{I-24}$$

Ce filtre a pour caractéristique une impédance très faible à un courant harmonique de rang déterminé. Le facteur de qualité (Q) détermine la précision du réglage de l'harmonique correspondant ainsi que son efficacité à l'éliminer, ce qui implique un facteur de qualité élevé pour ce type de filtre. Le filtre résonnant fournit une partie de la puissance réactive au convertisseur par ses capacités.

I.3.2.1.2. Phénomène de l'anti-résonance : [6]

Le phénomène de l'anti-résonance se rencontre dans les réseaux électriques quel que soit leur niveau de tension.

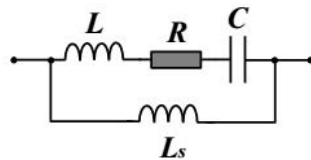


Figure I-11 : Filtre passif parallèle

L'impédance vue par le réseau et le filtre :

$$Z_{\text{eq}}(\omega) = jL_s\omega \cdot \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{1 - (L + L_s)C\omega^2 + jRC\omega} \quad \dots \text{I-25}$$

Dans ce cas, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. De plus, l'impédance du réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de celle de résonance seront alors amplifiées. Finalement, cette solution est dédiée à un type de charge et une configuration réseau et perd de son efficacité lorsque les caractéristiques de ceux-ci évoluent.

I.3.2.1.3. Filtre passif amorti : [6]

C'est un filtre passe-haut constitué d'une inductance en parallèle avec une résistance, le tout en série avec un condensateur comme décrit dans la figure (I-12) :

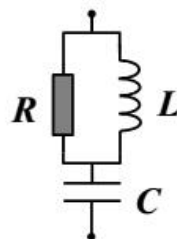


Figure I-12 : Filtre passif amorti

Son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(w) = \frac{1 - LC w^2 + j \frac{L}{R} w}{- \frac{L}{R} C w^2 + j C w} \quad \dots \text{I-26}$$

I.3.2.1.4. Coût du filtre passif : [9]

Le coût d'un filtre CA est de l'ordre de 5 à 15 % de tout l'équipement de la station de conversion (CA/CC). Il est réparti entre la puissance réactive que doit générer le filtre et le filtrage des harmoniques, mais sans base logique de la division. Le but est donc de concevoir un filtre à coût minimum qui filtre adéquatement et fournit une partie de la puissance réactive. Un fait important à noter, la capacité représente 60 % du coût total du filtre. Avec ces données, une conception précise du filtre est bien justifiée.

I.3.2.1.5. Avantages et inconvénients des filtres passifs : [9]

Le filtrage passif a déjà largement fait ses preuves dans le milieu industriel grâce à son coût faible, son efficacité et son adaptation pour les réseaux de fortes puissances. Parmi d'autres avantages, on peut citer :

- Leurs performances sont moins sensibles aux variations de la température, aux déviations de fréquence et aux tolérances des composants.
- Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.

Cependant les filtres passifs présentent les inconvénients suivant :

- Leur efficacité dépend de l'impédance du réseau, mal connue et susceptible de varier.
- La présence sur un même réseau de deux filtres passifs accordés sur un rang théoriquement égal, mais en pratique légèrement différent, provoque entre eux la circulation de courants harmoniques très importants qui provoque rapidement leur destruction. Il faut absolument éviter de raccorder des filtres harmoniques de même rang sur un même réseau.
- La mise en parallèle d'un filtre anti-harmonique et d'une batterie de condensateur provoque une contrainte pouvant amener la destruction des condensateurs.
- Lorsqu'il y a plusieurs rangs harmoniques à filtrer, il est nécessaire de mettre autant de filtres accordés sur les rangs correspondants. L'implantation de filtres passifs sur un réseau nécessite une étude poussée et précise. En outre, il n'est pas toujours possible de connaître tous les paramètres du réseau, nécessaire à l'étude, lorsqu'il est de grande dimension.
- Finalement, l'amortissement de la résonance dans les systèmes de puissance par les filtres passifs peut introduire des résonances additionnelles indésirables pouvant conduire à la destruction de ces filtres.
- Les pertes dans la résistance sont généralement élevées.

I.3.2. Les solutions modernes – filtrage actif :

Vu tous les inconvénients présentés par le filtrage passif, la dépollution, utilisant la commande ou l'électronique de puissance se présente comme une solution pour améliorer efficacement la qualité de l'énergie, est mise en œuvre par le filtrage actif.

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et transistor IGBT, ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtre actif de puissance ou Active Power Filter (A.P.F) en anglais.

I.3.2.1. Principe :

Les filtres actifs sont des sources de courant ou de tension qui éliminent les perturbations harmoniques en injectant en série ou en parallèle des courants, des tensions ou les deux à la fois, en opposition de phase par rapport aux perturbations existantes de manière à ce que le courant ou la tension du réseau soient rendus sinusoïdaux et parfois avec un facteur de puissance unitaire. Le filtre actif est connecté en série, en parallèle, en combinant ces deux dernières structures ensemble ou associé avec des filtres passifs en fonction des grandeurs électriques harmoniques (courant ou tension) à compenser.

I.3.2.2. Configurations de base des filtres actifs :

Deux types de convertisseurs connus dans la littérature constituent l'A.P.F : convertisseur à source de courant (CSI) ou à source de tension (VSI). Bien que la première structure est suffisamment fiable, elle présente des pertes élevées et nécessite une importante et coûteuse inductance. De plus, elle ne peut être utilisée dans des applications multi-niveaux pour améliorer les performances avec un coût acceptable. Cependant, la deuxième structure en tension de l'APF, ou le bus continu est équipé d'un condensateur représentant l'élément de stockage, est sûrement la plus répandue car moins onéreuse, plus légère et extensible à des applications multi-niveaux.

Ainsi, pour la suite nous ne présentons que les différentes structures d'APF avec une source de tension en entrée.

I.3.2.2.1. Filtre actif série :

Le filtre actif série (FAS) est placé en série entre la source et la charge non-linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Le but du filtrage actif série est de garantir une qualité d'onde de tension. Son principe consiste à superposer une certaine tension V_c à l'onde perturbée, afin que la tension résultante soit dans les limites tolérées. En d'autres mots, le FAS présente une impédance élevée aux courants harmoniques, ce qui isole ces derniers et les empêchant ainsi d'aller vers la source ou vers la charge.

Cette topologie est essentiellement destinée à protéger les installations sensibles aux perturbations venant du réseau, elle permet :

- Immuniser le réseau aval des creux de tension, on parle alors d'un restaurateur dynamique de tension ou autres perturbations affectant la valeur efficace de la tension, et ce, en injectant une tension en phase ou en opposition de phase avec la tension amont V_s .
- Compenser les déséquilibres des tensions triphasées.

- Filtrer les harmoniques de tension venant du réseau, il se comporte alors comme un filtre actif de tension.
- En revanche il ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

La figure (I-13) [10] représente la configuration d'un filtre série à structure tension ; l'onduleur de tension est accordé au réseau à travers un filtre LC et un transformateur de courant, disposant d'une source continue qui doit être dimensionnée de manière à générer la tension nécessaire pendant la durée de la perturbation.

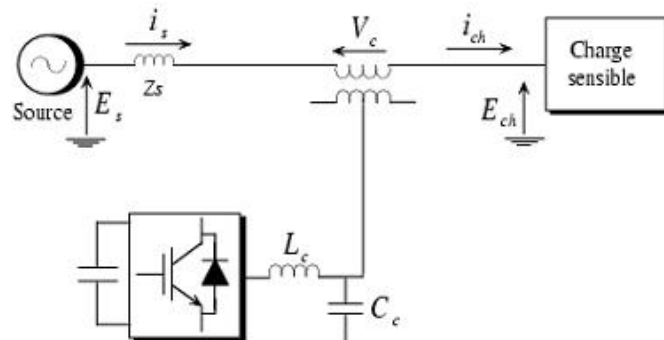


Figure I-13 : Filtre actif série

I.3.2.2.2. Filtre actif parallèle :

Contrairement au filtre actif série, le filtre actif parallèle est surtout utilisé pour éliminer les courants harmoniques engendrés par les charges génératrices de courants harmoniques.

Cette topologie fera l'objet d'étude dans le prochain chapitre.

I.3.2.2.3. Structure universelle :

Elle est l'association du filtre actif série et du filtre actif parallèle via un élément de stockage d'énergie. Le rôle principal du FAS est d'éliminer les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et la variation ou déséquilibre de tension due à la fluctuation et à la régulation de tension. Ainsi, l'objectif principal du FAP est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive et les composantes inverses de courant, et de réguler la tension de la liaison continue entre deux filtres actifs.

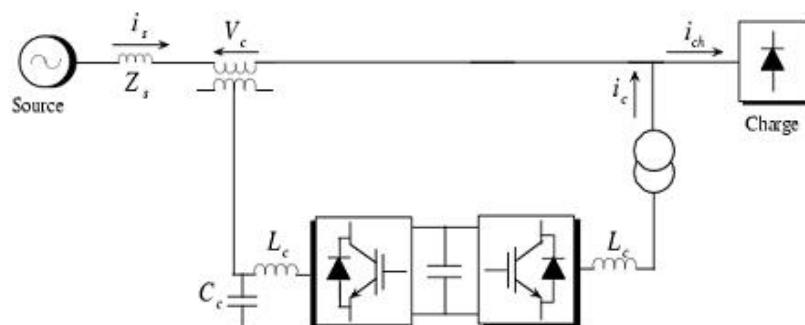


Figure I-14 : Structure universelle [10]

I.3.2.2.4. Filtre actif hybride :

Le filtrage hybride ou mixte résulte de l'association d'un filtre passif et d'un autre actif. L'intérêt du filtre hybride est que le filtre passif (FS) prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques, tandis que le filtre actif (FA) maintient les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le FA est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performance/coût et d'avoir une meilleure tenue de tension.

De nombreuses variantes sont possibles mais peu ont été réalisées industriellement :

I.3.2.2.4.a. Filtre hybride série :

Cette structure est obtenue en associant un filtre actif série et un filtre passif parallèle. Le FA dans cette combinaison fournit une tension qui s'oppose à la tension harmonique venant du côté source et à la chute de tension harmonique due à la charge non-linéaire de façon à contrôler la tension harmonique aux bornes de cette charge. La tension fournie par le filtre impose un passage à haute impédance pour les harmoniques de courant en les forçant à traverser le filtre LC connecté en dérivation avec la charge. De même, les harmoniques existant dans les tensions de la source rencontrent une haute impédance au niveau du FAS les empêchant d'atteindre le FP et les charges. En l'absence du FA, ces harmoniques de tension peuvent surcharger le filtre passif et causer leur échauffement, donc nuire au bon fonctionnement des charges.

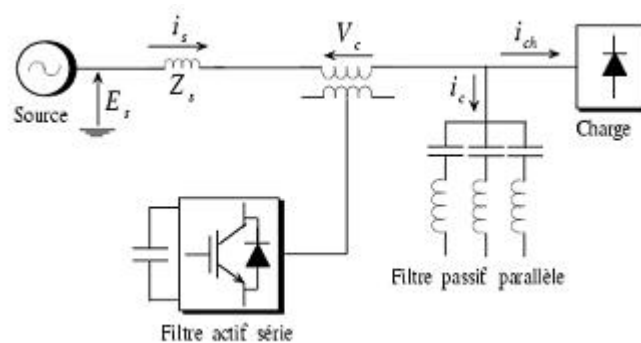


Figure I-15 : Filtre hybride série [10]

I.3.2.2.4.b. Filtre hybride parallèle :

Cette configuration contient deux filtres parallèles actif et passif. Dans cette structure, le FP est accordé aux fréquences des harmoniques fortement présentes sur le réseau, il absorbe une grande partie des courants harmoniques créés par les charges non-linéaires. Le FA injecte le courant de compensation dans la source pour éliminer les harmoniques existant dans le courant de charge, il agit comme une source de courant contrôlée en tension.

Une autre propriété importante de cette configuration est la possibilité de fonctionner en amortissement actif des résonances. Ainsi, le filtre parallèle apparaît comme une résistance qui amortit les harmoniques et n'influe pas la composante fondamentale.

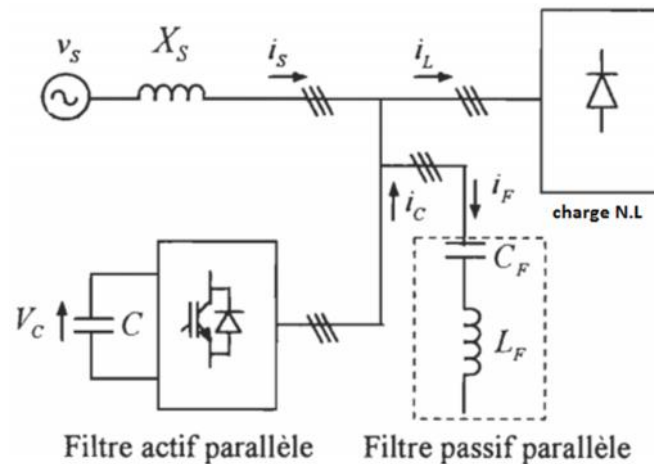


Figure I-15 : Filtre hybride parallèle [7]

I.3.2.2.4.c. Filtre hybride parallèle-série :

Cette configuration consiste en une connexion série des filtres actif et passif. Le FP absorbe toutes les harmoniques générées par la charge non-linéaire et le FA aura pour rôle d'améliorer de façon dynamique les caractéristiques du filtrage et n'agit que sur les courants harmoniques. Ainsi, il évite l'amplification des tensions harmoniques amont aux fréquences d'anti-résonance de FP, il atténue fortement les courants harmoniques entre charge et source, par abaissement de l'impédance globale.

Puisque le FA n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement peut être réduit. Cette structure est donc bien adaptée à traiter les réseaux de puissance et tension élevées.

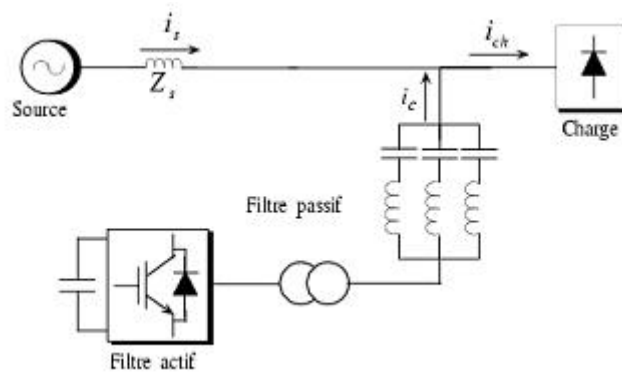


Figure I-16 : Filtre hybride parallèle-série [10]

I.3.2.2.5. Coût du filtre actif : [9]

Le coût du filtre actif varie principalement en fonction de la taille de son élément de stockage d'énergie, du nombre de semi-conducteurs qu'il contient ainsi que de sa topologie.

Pour les applications de faibles et moyennes puissances, le stockage de l'énergie capacitif s'avère plus efficace et moins coûteux que celui de stockage d'énergie inductif. De façon complémentaire, l'élément de stockage d'énergie inductif, composée d'une bobine supra conductrice, est plus fiable dans les applications de haute puissance. Pour ce qui est du

dernier point, il est à noter que des améliorations doivent encore être faites, car les bobines supraconductrices sont encore au stade de recherche.

Comme nous venons juste de voir, la topologie du filtre actif joue un grand rôle dans le coût. La topologie hybride, de son côté, permet de réduire le coût du filtre actif (réduction de la taille de l'élément de stockage d'énergie) puisque la majorité de la compensation harmonique est effectuée par le filtre passif.

I.3.2.2.6. Avantages et inconvénients du filtrage actif :

Le filtre actif offre de nombreux avantages :

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.
- Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques (dans la limite de sa bande passante).
- Il ne passe pas en surcharge lorsque le courant harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Il limite son émission de compensation harmonique au maximum de ses capacités, mais il n'y a aucun risque de destruction.
- L'effet de l'impédance du réseau est moindre que dans le cas du filtre passif. Le risque de résonance entre le filtre actif et l'impédance du réseau est inexistant.
- Il peut protéger les condensateurs de compensation par élimination des courants harmoniques générés par une charge.

Toutefois, le filtre actif présente quelques inconvénients :

- Le filtrage actif n'est possible que dans le cas de petites puissances.
- Son coût est beaucoup plus élevé que celui du filtre passif.

I.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons essayé de faire la lumière sur les principales perturbations qui peuvent prendre naissance dans les réseaux de distribution, leurs origines et leurs conséquences sur les équipements essentiels existant dans le réseau et les installations industrielles [10]. Ces perturbations découlent directement de la prolifération des charges qui consomment un courant non sinusoïdal, appelée « charges non-linéaires ». [4]

Nous avons vu que la dégradation de la qualité de l'énergie peut conduire à une modification du comportement, des performances ou même de la destruction des équipements et des procédés qui en dépendent avec des conséquences possibles sur la sécurité des personnes et des surcoûts économiques. [10]

La perspective de retour rapide aux conditions de charges linéaires est illusoire. De récentes études ont démontrées que la consommation de courant non-linéaire va augmenter de façon très abrupte dans les prochaines années. Or, avant tout branchement de tout équipement générant des harmoniques, il est important d'évaluer les tensions harmoniques induites dans le réseau afin de prévoir éventuellement des dispositifs de limitation des harmoniques à installées. [4]

Chapitre II :
Structure générale et
stratégies de commande
du F.A.P

Introduction :

Nous venons de voir dans le premier chapitre les différentes perturbations affectant les réseaux électriques de distribution, en particulier les harmoniques, ainsi que les différentes solutions adoptées pour remédier à ce problème.

Dans ce chapitre, nous entamerons l'étude d'un cas particulier de ces solutions qui est le filtre actif parallèle. [10]

Les filtres actifs parallèles (FAP) se composent essentiellement de deux parties distinctes, une partie puissance et une partie commande. La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie [7]. La partie commande sert au contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur de la partie puissance. Aux moyens de stratégies de contrôle appropriées, il est possible de générer des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur servant à compenser ceux présents sur le réseau électrique. [9]

II.1. Etat de l'art : [6]

Sur la figure (II-1) [13] apparaît le synoptique d'un filtre actif parallèle. Il est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant au filtre actif. Dans le cas où le réseau alimente plusieurs charges polluantes, il est préférable d'utiliser un seul filtre pour toutes les charges car, le coût du filtre est moindre. Cependant, lorsque la puissance des charges polluantes est élevée, la solution d'un filtre actif par charge s'avère nécessaire.

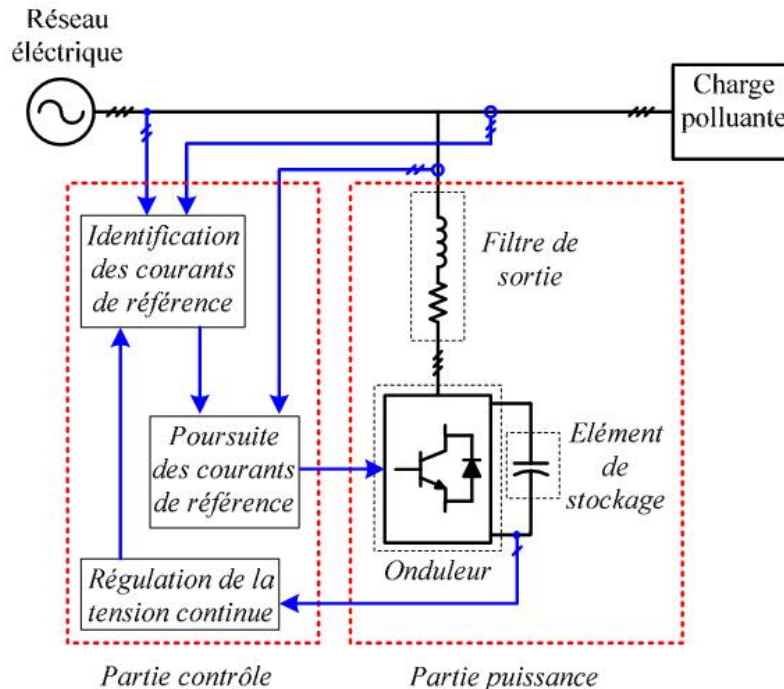


Figure II-1 : Filtre actif parallèle

Cette dernière méthode est bien sûr plus couteuse mais elle possède l'avantage d'éviter que des harmoniques viennent perturber la stabilité du réseau dans le cas où un filtre actif est défectueux.

II.2. Structure du filtre actif parallèle (FAP) : [9]

La partie essentielle du filtre actif est l'onduleur. Dépendamment du type du filtre de couplage le reliant au réseau ainsi que de l'élément passif qui lui sert de source d'énergie, il s'agira d'un onduleur de tension ou de courant. L'onduleur peut être commandé en tension ou en courant et peut donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. En pratique, suivant le type de correction à apporter au réseau, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur commande.

La source d'énergie continue qui compose le filtre peut être une source de tension ou de courant. Comme l'onduleur n'a pas à fournir de la puissance active, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée.

II.2.1. FAP à structure de tension :

La figure (II-2) illustre le filtre actif parallèle à structure de tension. La capacité et l'inductance de couplage caractérisent cette structure. L'élément servant de source d'énergie est la capacité C qui doit délivrer une tension quasi constante. La fluctuation de cette tension doit être faible, elle ne doit pas dépasser la limite de tension supportable par les semi-conducteurs. De plus, pour une inductance L_f donnée, cette tension ne doit pas être inférieure à une certaine limite, car cela affectera les performances de compensation du filtre actif. L'inductance par laquelle l'onduleur est relié au réseau sert à filtrer les courants harmoniques hautes fréquences. Ces derniers sont causés par les impulsions de tension générées par l'onduleur.

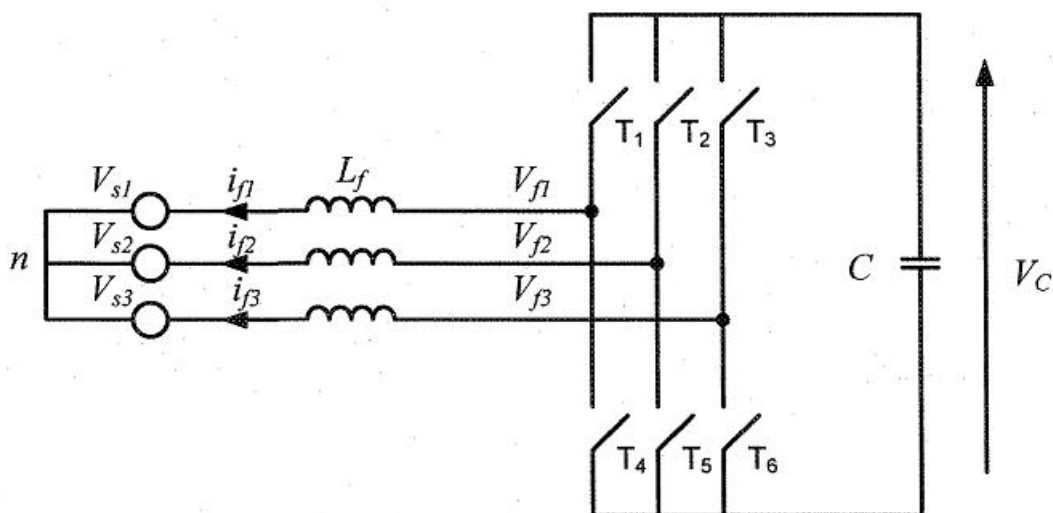


Figure II-2 : Filtre actif parallèle à structure de tension

Pour la structure de tension, les interrupteurs sont unidirectionnels en tension et doivent être réversibles en courant. Pour y parvenir, les éléments semi-conducteurs composant l'onduleur doivent être associés en antiparallèle avec des diodes. Ces semi-conducteurs sont commandés à la fermeture et à l'ouverture [9].

On utilise de préférence :

- Le transistor à effet de champ ou MOSFET pour les faibles courants ;
- Le transistor bipolaire ou IGBT pour les courants moyens ;
- Le thyristor GTO pour les forts courants ;

Dans cette structure, les deux interrupteurs d'un même bras fonctionnent de façon complémentaire, la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Ils ne peuvent donc être fermés à la fois sous peine de court-circuiter la source de tension (le condensateur). Par contre, dans certains cas, ils peuvent être ouverts simultanément (temps mort), et cela se produit durant les commutations pour permettre l'écoulement de la durée de blocage du premier interrupteur avant l'amorçage du deuxième [7].

II.2.2. FAP à source de courant : [9]

Le schéma de principe du filtre actif parallèle à structure de courant est représenté sur la figure (II-3). On insère entre l'onduleur et le réseau un filtre passe-bas de second ordre, l'inductance L_f et le filtre caractérisent cette structure. L'élément servant de source d'énergie est l'inductance L_{df} qui doit délivrer un courant continu de valeur quasi constante. Tout comme l'onduleur à structure de tension, la présence du filtre de couplage sert à filtrer les tensions harmoniques générées par les courants de l'onduleur.

Les harmoniques près de la fréquence de résonance du filtre passe-bas $L_f C_f$ sont amplifiées et peuvent causer de graves dommages au montage. Dans le but de prévenir ce phénomène indésirable, des résistances peuvent être insérées dans le filtre passe-bas ou un contrôle approprié du courant, qui tient en compte la dérivée du courant instantané du filtre actif, peut être adopté.

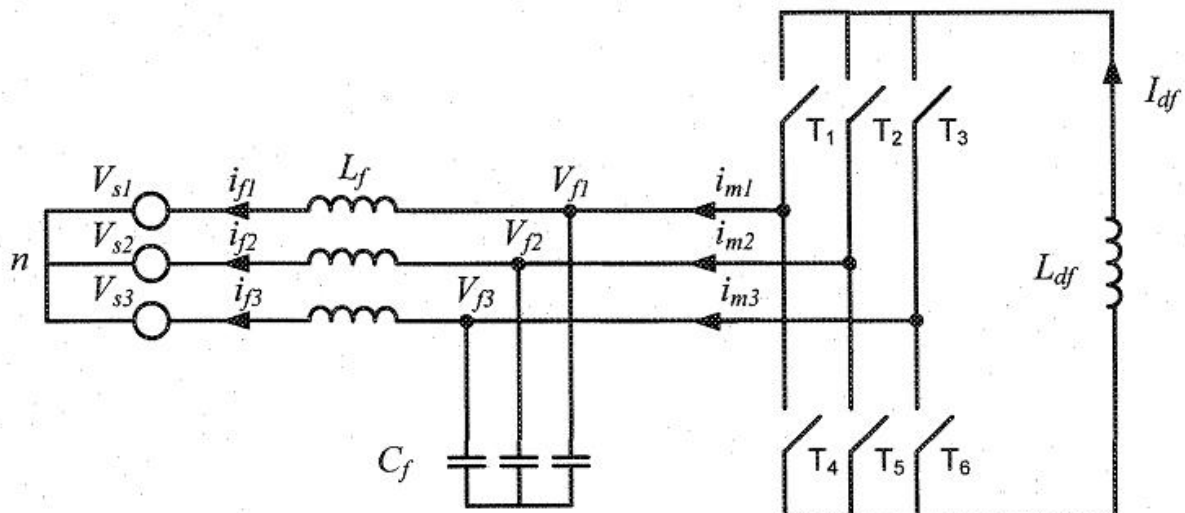


Figure II-3 : Filtre actif parallèle à structure de courant

Les semi-conducteurs servant d'interrupteur à l'onduleur sont unidirectionnels en courant, mais bidirectionnels en tension. Ces interrupteurs sont commandés à la fermeture et à l'ouverture, et pour que leurs états ne dépendent que des signaux de contrôle, il faut

commander un seul composant par demi-pont. Le mode où il y a deux composants d'un demi-pont simultanément conducteurs existe uniquement lors des passages de courant d'une phase à l'autre (phénomène de commutation). Des trois interrupteurs reliés à la même borne de la source de courant continu, il faut qu'il y en ait toujours un fermé pour que cette source de courant ne soit jamais en circuit ouvert.

II.2.3. Comparaison entre les deux structures : [9]

II.2.3.1.Élément de stockage :

Le stockage de l'énergie est réalisé côté continu à l'aide d'un élément de stockage (C ou L_{df}) servant de source en tension ou en courant continu pour l'onduleur. Dans le cas d'un système capacitif de stockage (cas de la structure en tension), le condensateur C joue le rôle de source de tension continue.

Le choix des paramètres du système de stockage a une influence directe sur la dynamique et sur les performances de compensation du FAP. Une tension continue élevée améliore la dynamique (pour assurer la continuité de courant la tension V_{cmoy} doit être au moins égale à $3/2$ de la valeur maximale de la tension fondamentale côté alternatif du réseau [9]). or, ses ondulations dégradent la qualité de compensation du FAP. Tout en sachant que le choix de la valeur de la capacité C limite les ondulations de V_{dc} , une valeur élevée de C va permettre la diminution de ces dernières.

II.2.3.2.Filtrage des harmoniques générées par le découpage de l'onduleur :

Le filtre actif doit être connecté au réseau de distribution à travers un filtre passif de découplage. Le dimensionnement de ce filtre doit tenir compte de deux points importants :

- Fournir une atténuation suffisante des rebondissements causés par la commutation de semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif.
- Préserver les performances du filtre actif

Le filtre actif à structure de tension est couplé au réseau d'alimentation généralement par le biais d'un filtre passe-bas de premier ordre. Ce filtre est réalisé par une simple inductance de grande valeur. Cependant, une trop grande valeur d'inductance peut détériorer l'efficacité du filtrage si la tension du coté continu de l'onduleur n'est pas assez élevée. Afin de palier à ce problème, un filtre passe-haut de troisième ordre servant à éliminer les harmoniques en hautes fréquences peut être installé si nécessaire.

Il est à noter cependant qu'avec cette solution, le filtre produit deux fréquences de résonance, ce qui complique le contrôle du filtre actif.

Le filtre actif à structure de courant est couplé au réseau d'alimentation par le biais d'un filtre passe-bas du second ordre réalisé au moyen d'une inductance (L_f) et d'une capacité (C_f). Par la sélection d'une fréquence de coupure appropriée, ce montage permet un compromis raisonnable entre la bande passante du filtre actif et l'atténuation des courants harmoniques générés par l'onduleur.

II.2.3.3.Type de semi-conducteurs :

Les semi-conducteurs utilisés par l'onduleur sont caractérisés par leur aptitude à supporter une tension et un courant maximal. Le dimensionnement de ces grandeurs dépend

des circuits des deux côtés de l'onduleur (continu et alternatif), car ces derniers imposent les courants et les tensions de ces interrupteurs.

L'onduleur de tension utilise des semi-conducteurs réversibles en courant et unidirectionnels en tension. La tension que doivent supporter les semi-conducteurs composant l'onduleur de tension est limitée par la valeur crête à crête de la tension V_c . L'intensité du courant qu'ils doivent supporter est imposée par le courant maximal généré par le filtre actif. Ils doivent être capables de supporter la valeur maximale du courant harmonique à compenser tout en tenant compte des courants harmoniques dus aux découpages.

Le semi-conducteur le plus approprié dans la conception de l'onduleur est le transistor IGBT avec une diode en antiparallèle.

D'une manière duale, l'onduleur de courant utilise des semi-conducteurs réversibles en tension mais unipolaires en courant. L'intensité du courant qu'ils doivent supporter est limitée par la valeur crête à crête du courant I_{df} tandis que la tension qu'ils doivent supporter doit être au moins égale à celle de la ligne d'alimentation. Suivant ce mode de fonctionnement, le semi-conducteur de prédilection est le thyristor GTO ou le transistor IGBT avec une diode connectée en série à la cathode servant de protection contre les surtensions.

II.2.3.4. Commande et protection :

Pour la structure en tension, le contrôle du courant de compensation généré par l'onduleur est réalisé par les tensions de ce même onduleur. La commande est par conséquent plus lente. Par mesure de protection il convient d'insérer un temps mort lors du passage du courant entre deux interrupteurs d'un même bras.

Pour le filtre à structure courant, la commande est rapide et précise. Cette structure ne nécessite pas, de façon générale, une protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs d'un demi-pont.

II.3. Étude de la partie puissance du FAP:

La partie puissance d'un filtre actif parallèle à structure de tension, comme on peut le voir sur la figure (II-2), est constituée par : [13]

- Un onduleur de tension à base de semi-conducteurs de puissance, commandables à l'ouverture et à la fermeture et comportant pour chacun une diode en antiparallèle ;
- Un circuit capacitif de stockage de l'énergie ;
- Un filtre de sortie ;

Dans le cas d'un réseau triphasé à trois fils, il existe deux topologies d'onduleurs à structure tension : l'onduleur à trois bras et l'onduleur à deux bras avec condensateur à point milieu.

II.3.1. Onduleur de tension à trois bras : [13]

II.3.1.1. Structure générale :

La figure (II-4) présente un onduleur de tension à trois bras employé dans un filtre actif parallèle à structure tension relié au réseau électrique à trois fils. Chaque bras de l'onduleur comporte deux interrupteurs bidirectionnels en courant, commandés à l'amorçage et au blocage. Le stockage de l'énergie côté continu se fait par l'intermédiaire d'un

condensateur C_{dc} ayant à ses bornes une tension notée V_{dc} régulée avec une valeur positive. Ce condensateur joue le rôle d'une source de tension continue.

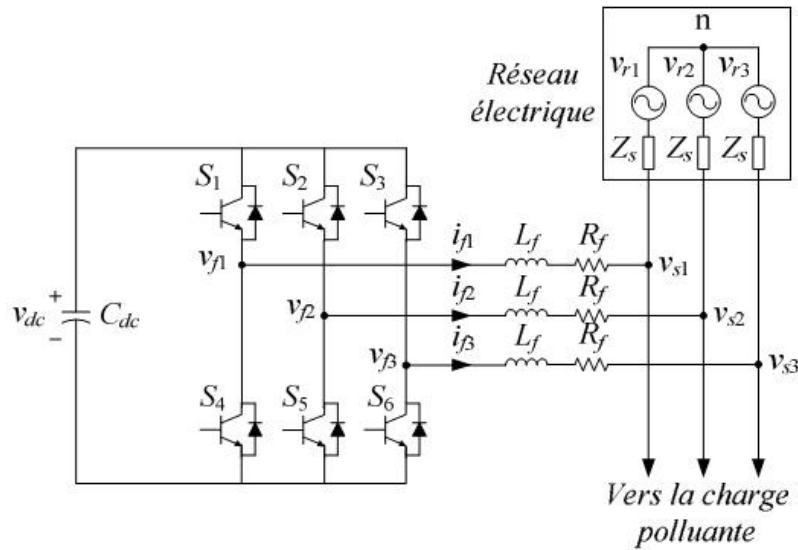


Figure II-4 : Onduleur de tension à trois bras

II.3.1.2. Tensions de sortie de l'onduleur :

En théorie nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire, la conduction de l'un implique alors que l'autre soit bloqué. Avec cette hypothèse l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état de trois signaux de commande (f_{11}, f_{21} et f_{31}), défini ci-dessous : [14]

$$f_{11} = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \dots \text{ II-1a}$$

$$f_{21} = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & S_5 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \dots \text{ II-1b}$$

$$f_{31} = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \dots \text{ II-1c}$$

Les tensions de ligne, imposées par l'onduleur, sont alors définies par : [13]

$$\begin{bmatrix} v_{f1} - v_{f2} \\ v_{f2} - v_{f3} \\ v_{f3} - v_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{21} \\ f_{21} - f_{31} \\ f_{31} - f_{11} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad \dots \text{ II-2}$$

Chapitre II : Structure générale et stratégies de commande du F.A.P

Les tensions de sortie de l'onduleur, notées v_{fk} avec ($k = \{1, 2, 3\}$), sont référencées par rapport au neutre du réseau et vérifient les équations suivantes :

$$v_{fk} = v_{sk} + L_f \cdot \frac{di_{fk}}{dt} + R_f \cdot i_{fk} \quad \dots \text{II-3}$$

Les tensions du réseau étant supposées équilibrées et sachant que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \quad \dots \text{II-4}$$

Nous pouvons donc déduire des équations (II-3) et (II-4) la relation suivante :

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \quad \dots \text{II-5}$$

A partir des équations (II-2) et (II-5), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2f_{11} & -f_{21} & -f_{31} \\ -f_{11} & 2f_{21} & -f_{31} \\ -f_{11} & -f_{21} & 2f_{31} \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{dc}}{3} \quad \dots \text{II-6}$$

Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables f_{11} , f_{21} et f_{31} , on obtient huit cas possibles pour les trois tensions de sortie du filtre actif v_{fk} , comme le montre le tableau suivant : [14]

Cas N°	f_{11}	f_{21}	f_{31}	v_{f1}	v_{f2}	v_{f3}
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau II-1 : Tensions en sortie de l'onduleur

II.3.2. Onduleur de tension à deux bras : [13]

II.3.2.1. Structure générale :

La seconde topologie d'onduleur qui peut être utilisé dans un FAP à structure tension est l'onduleur de tension à deux bras. La figure (II-5) présente le schéma de principe de cette topologie.

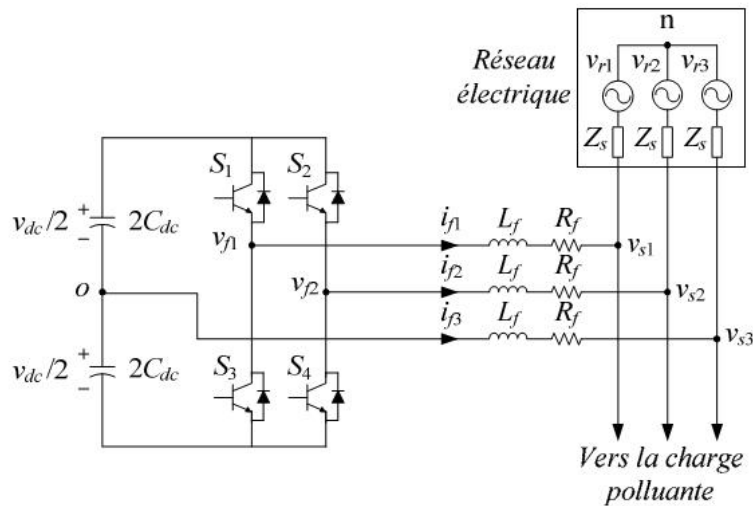


Figure II-5 : Onduleur de tension à deux bras

Les deux différences par rapport à la topologie trois bras précédente sont les suivantes :

L'onduleur est constitué de quatre interrupteurs (identiques à ceux de la précédente topologie) bidirectionnels en courant formant les deux bras.

Le troisième bras est remplacé par deux condensateurs relié par le point milieu à la troisième phase du réseau électrique. Chacune des deux capacités C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes $v_{dc}/2$, est également régulée à une valeur de consigne positive.

II.3.2.2. Tensions fournies par l'onduleur :

Pour cette topologie, les signaux de commande (f_{11} et f_{21}) sont ainsi définis:

$$f_{11} = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \\ 0 & S_3 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \dots \text{ II-7a}$$

$$f_{21} = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \dots \text{ II-7b}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, référencées par rapport au neutre du réseau, sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{f1} = v_{f1o} + v_{on} \\ v_{f2} = v_{f2o} + v_{on} \\ v_{f3} = v_{on} \end{cases} \dots \text{II-8}$$

Où :

$$\begin{bmatrix} v_{f1o} \\ v_{f2o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2f_{11} & -1 \\ 2f_{12} & -1 \end{bmatrix} \cdot \frac{v_{dc}}{2} \dots \text{II-9}$$

En sommant les trois équations de (II-8) et en tenant compte des équations (II-4), nous obtenons :

$$v_{on} = \frac{v_{f1o} + v_{f2o}}{3} \dots \text{II-10}$$

En substituant l'expression (II-10) dans (II-8), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 \\ -1/3 & -1/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{f1o} \\ v_{f2o} \end{bmatrix} \dots \text{II-11}$$

Puisque les variables f_{11} et f_{12} prennent chacune deux valeurs, nous distinguons pour cette topologie quatre commandes possibles, présentées dans le tableau suivant :

Cas N°	f_{11}	f_{12}	v_{f1}	v_{f2}	v_{f3}
0	0	0	-Vdc/6	-Vdc/6	Vdc/3
1	0	1	Vdc/2	-Vdc/2	0
2	1	0	-Vdc/2	Vdc/2	0
3	1	1	Vdc/6	Vdc/6	-Vdc/3

Tableau II-2 : Tensions en sortie de l'onduleur

II.4. Stratégies de commande des filtres actifs parallèles :

Les performances du filtre actif dépendent des semi-conducteurs de puissance utilisés pour réaliser l'onduleur et de la stratégie de commande retenue pour réaliser la compensation d'harmoniques de courant [7]. Deux stratégies de commande de l'onduleur de tension du filtre actif sont couramment mise en œuvre, à savoir [14]:

- La commande dite directe dont le principe est basé sur la comparaison du courant de référence avec le courant réel injecté par le filtre actif ;
- La commande dite indirecte pour laquelle le courant de référence est comparé avec le courant de source.

Deux types de commandes rapprochées des convertisseurs statiques sont

principalement mis en œuvre : la commande par hystérésis conventionnelle ou modulée et la commande par MLI.

II.4.1. Contrôle conventionnel par hystérésis : [14]

La commande conventionnelle par hystérésis est très couramment utilisée de par sa simplicité et sa robustesse. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres.

La figure (II-6) expose son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence i_f^* et le courant produit par l'onduleur i_f . Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'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.

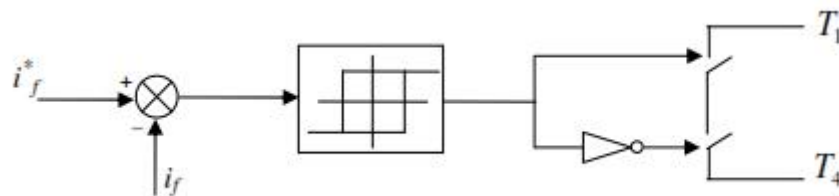


Figure II-6 : Commande conventionnelle par hystérésis

Afin de résoudre le problème de maîtrise des fréquences de commutation, différentes solutions ont été proposées. On peut notamment citer les méthodes dites 'hystérésis à bande variables' ou 'hystérésis modulé' pour poursuivre les courants de référence [13]. Cette dernière méthode fera l'objet du paragraphe suivant.

II.4.2. Contrôle par hystérésis modulé : [14]

La commande par hystérésis modulé a pour objectif de résoudre l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette méthode consiste à ajouter au signal d'erreur ε ($\varepsilon = i_f^* - i_f$) 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 dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance.

Le schéma de cette commande est décrit dans la figure suivante :

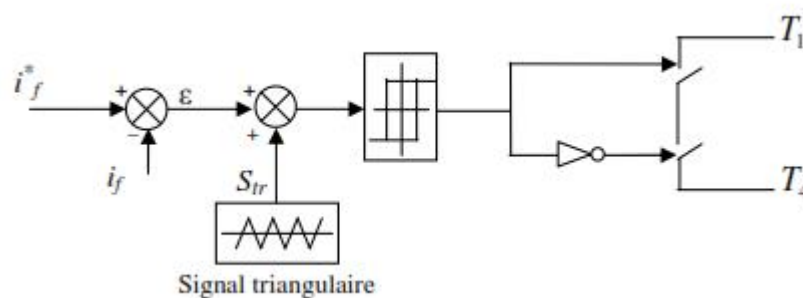


Figure II-7 : Commande par hystérésis modulé

Cette méthode permet d'une part de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs et garantit d'autre part une bonne dynamique en régime transitoire. De plus, l'erreur de poursuite peut être minimisée si les paramètres du contrôle (amplitude de signal triangulaire A_{tr} et largeur de bande d'hystérésis) sont correctement dimensionnés et optimisés [13].

II.4.3. Contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) : [14]

Le principe du contrôle par MLI est décrit à la figure (II-8). Dans ce cas, la différence entre le courant référence i_f^* et le courant réel i_f est appliqué à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe, appelé porteuse, afin de déterminer les ordres de commutation des interrupteurs. La fréquence de la porteuse fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance.

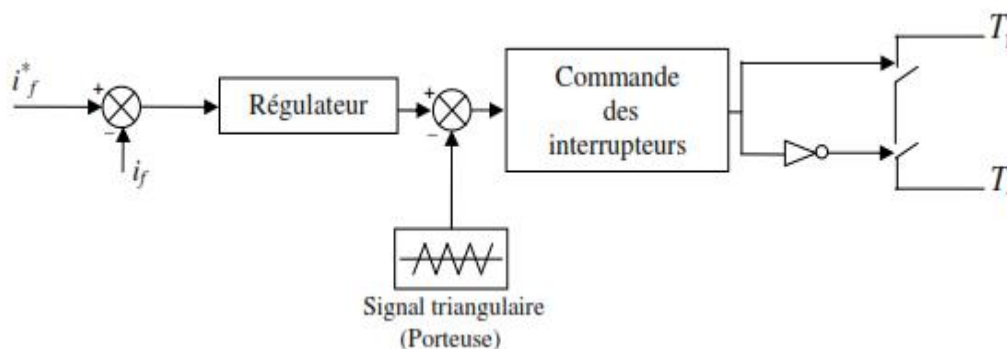


Figure II-8 : Principe de la commande par MLI

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.

Il s'agit donc de déterminer comment, par une telle modulation, on peut contrôler les grandeurs électriques côté alternatif en amplitude, fréquence et phase [18].

II.4.3.1. Principe des onduleurs MLI :

Les interrupteurs des onduleurs MLI sont toujours constitués d'un semi-conducteur commandable à l'ouverture et à la fermeture, connecté en antiparallèle avec une diode.

Plus souvent, on détermine en temps réel les instants de fermeture et de l'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique. La tension de sortie se compose de plusieurs impulsions formées par l'ouverture et la fermeture des interrupteurs qui relient une source de tension continue avec une source de courant ce qui assure le transfert de l'énergie entre ces deux sources.

La plus adaptée et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est la MLI à échantillonnage naturel, appelée aussi la MLI intersective. Pour cette méthode les instants de fermeture des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de l'onde de référence U_{ref} représentant la tension de sortie recherchée de fréquence f avec l'onde de la porteuse, de fréquence f_p très supérieure à f . donc c'est la porteuse qui est une onde triangulaire de fréquence très élevée qui fixe la fréquence de commutation.

Deux indices caractérisent la commande des interrupteurs :

- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f}$
- Le coefficient de réglage : $r = \frac{U_{ref\ max}}{U_p}$

Avec :

$m \leq 1$;

$0 \leq r \leq 1$;

f_p, U_p : respectivement la fréquence et l'amplitude de la porteuse ;

$f, U_{ref\ max}$: respectivement la fréquence et l'amplitude maximale de la référence ;

II.4.4. Régulation de la tension continue : [14]

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les éléments à l'origine des variations de la tension v_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants :

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

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

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons entamé l'étude du filtre actif parallèle. Nous avons commencé par un état de l'art, puis exposé ensuite de manière globale, les différentes structures de ce filtre, à savoir : la structure en tension et la structure en courant et nous avons terminé cette partie en faisant une comparaison entre ces structures.

Dans la suite, nous avons, après avoir choisi de travailler avec, détaillé la structure en tension du filtre actif parallèle et étudié les deux différentes topologies d'onduleur de tension qui sont : l'onduleur à trois bras et l'onduleur à deux bras.

Pour terminer ce chapitre, nous avons présenté trois types de contrôle du courant du filtre actif parallèle : le contrôle par hystérésis conventionnelle, par hystérésis modulé et finalement par modulation à largeur d'impulsion MLI.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier le dimensionnement du filtre actif parallèle en calculant les différents paramètres le constituant.

Chapitre III :

Dimensionnement du filtre actif parallèle

Introduction :

Dans le deuxième chapitre nous avons en premier lieu étudié la partie puissance du filtre actif parallèle et principalement le fonctionnement de l'onduleur de tension qui constitue l'élément essentiel du filtrage actif. Ensuite, nous avons vu globalement les différentes stratégies de commande de cet onduleur.

Le rendement économique des filtres actifs est important pour les fournisseurs d'énergie qui éprouvent à cause des harmoniques des pertes considérables dans les transformateurs et les lignes. Le consommateur est aussi concerné, car la pollution harmonique et l'interaction entre les charges provoquent des défaillances du secteur et des récepteurs, et détériore la productivité. D'ailleurs, un dispositif de filtrage actif est caractérisé par plusieurs éléments qui influencent ensemble la performance du filtrage. [16]

Dans le présent chapitre, nous traitons de ces éléments constituant le filtre actif parallèle.

III.1. Elaboration du modèle d'état dans les plans () et (dq) : [15]

On présentera en premier lieu une analyse détaillée des éléments de modélisation de l'onduleur de tension triphasé, qui aboutira à sa mise en équations dynamiques (modèle topologique dans le repère abc). Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, on utilisera des transformations appropriées qui nous permettront de réduire la dimension du modèle abc , à savoir, les transformées de Concordia (repère) et de Park (repère dq).

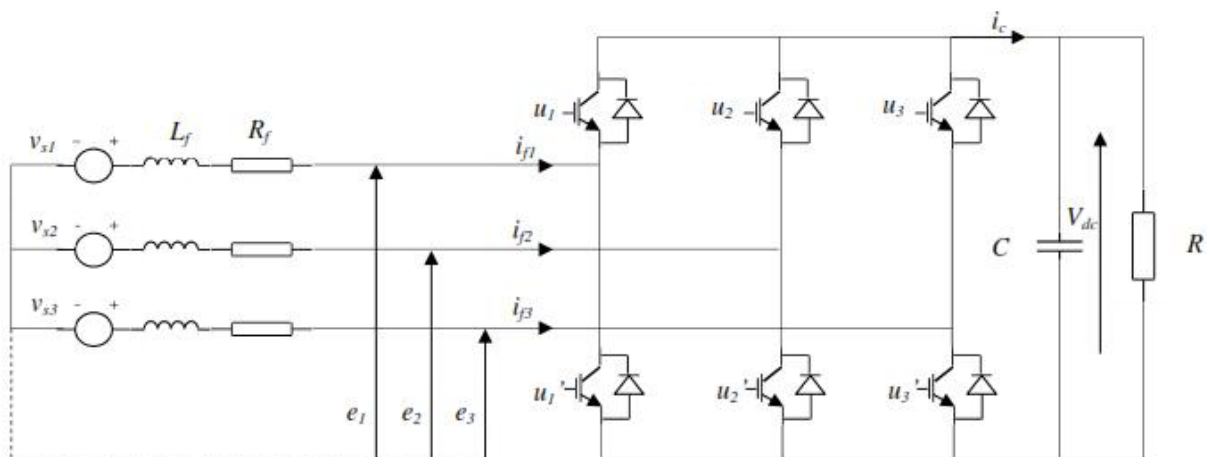


Figure III.1 : Structure d'un onduleur de tension triphasé

Dans cette étude, on considère le convertisseur montré dans la figure ci-dessus, où L_f représente les inductances de fuite du transformateur, R_f les pertes en conduction du transformateur et de l'onduleur, C le condensateur du bus continu et R les pertes par commutation de l'onduleur ainsi que les pertes dues au condensateur.

Dans ce modèle, les interrupteurs ainsi que les sources de tension sont considérés comme idéaux.

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme :

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

$$\begin{aligned}v_{s1} &= V_m \cos(\check{S} t) \\v_{s2} &= V_m \cos(\check{S} t - 2f / 3) \quad \dots \text{III-1} \\v_{s3} &= V_m \cos(\check{S} t + 2f / 3)\end{aligned}$$

Où V_m et \check{S} sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^3 v_{sk} = 0 \quad \dots \text{III-2}$$

L'application de la loi de Kirchhoff côté alternatif donne :

$$\begin{aligned}-v_{s1} - L_f \frac{di_{f1}}{dt} + R_f \cdot i_{f1} + e_1 &= 0 \\-v_{s2} - L_f \frac{di_{f2}}{dt} + R_f \cdot i_{f2} + e_2 &= 0 \quad \dots \text{III-3} \\-v_{s3} - L_f \frac{di_{f3}}{dt} + R_f \cdot i_{f3} + e_3 &= 0\end{aligned}$$

Où $e_{1,2,3}$ sont les tensions par rapport au point neutre du réseau.

De manière condensée, nous utiliserons la représentation matricielle suivante :

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_s - e - R_f \cdot i_f \quad \dots \text{III-4}$$

Où :

$$i_f = [i_{f1} \ i_{f2} \ i_{f3}]^T$$

$$v_s = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3}]^T$$

$$e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T$$

L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation u_k pour les interrupteurs ($k = 1, 2, 3$).

$u_k = 1$ quand l'interrupteur k est fermé.

$u_k = 0$ quand l'interrupteur k est ouvert.

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

L'expression qui relie la tension v_{dc} à la tension e en fonction de la position des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-5}$$

L'équation (III-5) peut se mettre sous la forme :

$$e = \frac{V_{dc}}{3} \cdot k \cdot u \quad \dots \text{III-6}$$

Avec :

$$k = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ et } u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-7}$$

En remplaçant (III-6) dans (III-4), on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu :

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_s - \frac{v_{dc}}{3} \cdot k \cdot u - R_f \cdot i_f \quad \dots \text{III-8}$$

Le modèle complet s'obtient alors par le rajout de la dynamique côté continu :

$$C \frac{dv_0}{dt} = i_0 - \frac{v_{dc}}{R} \quad \dots \text{III-9}$$

Sachant que le courant côté continu i_0 injecté s'exprime par :

$$i_0 = \frac{1}{2} u^T i_f \quad \dots \text{III-10}$$

L'équation (III-9) devient alors :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_f - \frac{v_{dc}}{R} \quad \dots \text{III-11}$$

On aboutit en fin au système ci-dessous :

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_s - e - R_f \cdot i_f$$

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_f - \frac{v_{dc}}{R}$$

Avec $i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0$ et $e = \frac{1}{3} v_0 \cdot k \cdot u$

III.1.1.Modèle dans le repère : [15]

Soit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{rs0} = C_{rs0}.i_f \quad \dots \text{III-12}$$

Où et la matrice C_{rs0} , appelée transformation de Concordia, est définie comme :

$$C_{rs0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-13}$$

Il est à remarquer que cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire $C_{rs0}^{-1} = C_{rs0}^T$. Ainsi, le fait d'avoir un système équilibré ($i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0$, condition algébrique qui se traduit par une composante homopolaire nulle) nous permet de réduire la dimension du système et les calculs. Le nouveau changement de coordonnées sera défini comme :

$$i_{rs} = C_{rs}.i_f \quad \dots \text{III-14}$$

Avec : $i_{rs} = \begin{bmatrix} i_r & i_s \end{bmatrix}$

En dérivant (III-14), on obtient :

$$\frac{di_{rs}}{dt} = C_{rs} \frac{di_f}{dt} \quad \dots \text{III-15}$$

La substitution de (III-8) dans (III-15) nous donne :

$$L_f \frac{di_{rs}}{dt} = v_{rs} - e_{rs} - R_f.i_{rs} \quad \dots \text{III-16}$$

Avec : $e_{rs} = \begin{bmatrix} e_r & e_s \end{bmatrix}$ et $v_{rs} = \begin{bmatrix} v_r & v_s \end{bmatrix}$

Sachant que $C_{rs}.k = 3C_{rs}$, la relation entre le côté alternatif et continu peut être mis sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} e_{rs} &= C_{rs}.e \\ &= \frac{1}{3} v_0 C_{rs}.k.u \\ &= \frac{1}{3} v_0 (3C_{rs}).u \\ &= v_0.u_{rs} \end{aligned} \quad \dots \text{III-17}$$

Avec :

$u_{rs} = \begin{bmatrix} u_r & u_s \end{bmatrix}$

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

En ce qui concerne le côté continu, le courant total absorbé par la charge sera exprimé par :

$$\begin{aligned}
 i_0 &= \frac{1}{2} u^T (C_{rs}^{-1} .i_{rs}) \\
 &= \frac{1}{2} u^T (C_{rs}^T i_{rs}) \\
 &= \frac{1}{2} (C_{rs} .u)^T .i_{rs} \quad \dots \text{III-18} \\
 &= \frac{1}{2} u^T i_{rs}
 \end{aligned}$$

Dans ce nouveau repère, le vecteur u représente les 8 combinaisons possibles des interrupteurs. Le tableau (III.1) montre pour chacun de ces états les valeurs de ce vecteur.

u_1	u_2	u_3	u	u	u^i
0	0	0	0	0	u^1
0	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	u^2
0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	u^3
0	1	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	u^4
1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	u^5
1	0	1	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	u^6
1	1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	u^7
1	1	1	0	0	u^8

Tableau III.1 : Les 8 vecteurs possibles de commande

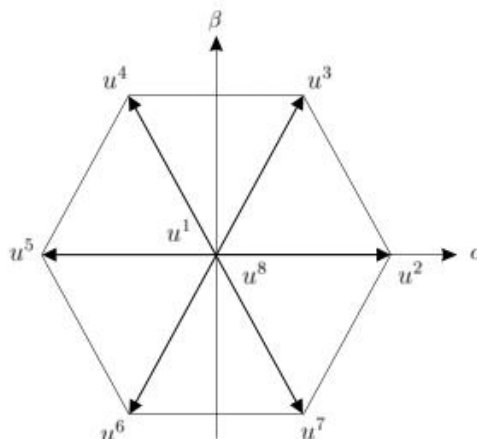


Figure III-2 : Vecteurs de commande dans le repère

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

Finalement, l'expression de la tension continue donnée par l'équation (III-9) en abc, devient dans ce nouveau repère :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} u_{rs}^T \cdot i_{rs} - \frac{v_{dc}}{R} \quad \dots \text{III-19}$$

Un récapitulatif des équations principales est donné comme :

$$L_f \frac{di_{rs}}{dt} = v_{rs} - e_{rs} - R_f \cdot i_{rs}$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} u_{rs}^T \cdot i_{rs} - \frac{v_{dc}}{R}$$

$$e_{rs} = v_0 \cdot u_{rs}$$

Afin de mieux visualiser la synthèse d'une loi de commande, on va réécrire le système des équations principales sous une forme plus appropriée :

$$\frac{di_{rs}}{dt} = \frac{1}{L_f} v_{rs} - \frac{1}{2L_f} v_0 u_{rs} - \frac{R_f}{L_f} i_{rs}$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2C} i_{rs}^T \cdot u_{rs} - \frac{1}{RC} v_{dc} \quad \dots \text{III-20}$$

En redéfinissant $x_{12} = i_{rs}$ et $x_3 = v_0$, la forme de l'équation (III-20) devient :

$$\dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 u_{rs} + k(t)$$

$$\dot{x}_3 = A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T u_{rs} \quad \dots \text{III-21}$$

Où :

$$A_1 = -\frac{R_f}{L_f}, B_1 = -\frac{1}{2L_f}, A_2 = -\frac{1}{RC}, B_2 = -\frac{1}{2C} \text{ et } k(t) = \frac{1}{L_f} v_{rs} .$$

III.1.2. Modèle dans le repère dq : [15]

Il existe une autre transformation utilisée en électrotechnique appelée « transformation de Park ». Dans la section précédente, nous avons vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la présente transformation est de faire tourner le repère à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère.

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

En prenant la tension v_{s1} comme origine des phases, la transformation de Park est définie comme :

$$P_{dq0}(\theta) = R_0(\theta) C_{rs0} \quad \dots \text{III-21}$$

Où : $\theta = \omega t$, C_{rs0} la transformation de Concordia et $R_0(\theta)$ la matrice de rotation donnée par :

$$R_0(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-22}$$

Finalement, l'équation (III-21) peut s'écrire de la façon suivante :

$$P_{dq0}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2f/3) & \cos(\theta + 2f/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2f/3) & -\sin(\theta + 2f/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-23}$$

De même, on note que cette transformation de Park ainsi définie est orthogonale, *i.e.* $P_{dq0}^{-1}(\theta) = P_{dq0}^T(\theta)$.

D'une façon similaire, on définit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{dq0} = R_0(\theta) i_{rs0} \quad \dots \text{III-24}$$

Avec : $i_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_0 \end{bmatrix}^T$

De même, le fait d'avoir un système triphasé dont la somme des courants est nulle nous permettra d'obtenir une composante homopolaire nulle. Comme dans le cas du repère $(d, q, 0)$, on utilisera une forme simplifiée de la transformation de Park contenant seulement les deux premières lignes de (III-23), qu'on appellera $P(\theta)$. On utilisera également une forme réduite de la matrice de rotation formée des deux premières lignes et colonnes de $R_0(\theta)$, et sera appelée $R(\theta)$. Le nouveau changement de coordonnées est ainsi défini comme :

$$i_{dq} = R(\theta) i_{rs} \quad \dots \text{III-25}$$

Avec : $i_{dq} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T$

En dérivant l'équation (III-25), on trouve l'expression suivante :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = R(\theta) \cdot L_f \frac{di_{rs}}{dt} - \check{S} L_f H R(\theta) \cdot i_{rs} \quad \dots \text{III-26}$$

Avec : $H = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

En substituant (III-16) dans (III-26), on obtient :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = R(\alpha) v_{rs} - R(\alpha) \cdot R_f \cdot i_{rs} - R(\alpha) \cdot e_{rs} - \check{S} L_f H R(\alpha) \cdot i_{rs} \quad \dots \text{III-27}$$

Finalement, le modèle du système dans ce nouveau repère est :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = v_{dq} - R_f \cdot i_{dq} - e_{dq} - \check{S} L_f H \cdot i_{dq} \quad \dots \text{III-28}$$

Avec les nouvelles variables $e_{dq} = [e_d \quad e_q]^T$ et $v_{dq} = [v_d \quad v_q]^T$

Le vecteur e_{dq} peut être décomposé comme suit :

$$\begin{aligned} e_{dq} &= R(\alpha) e_{rs} \\ &= R(\alpha) \left(\frac{1}{2} v_0 u_{rs} \right) \\ &= \frac{1}{2} v_0 u_{dq} \end{aligned} \quad \dots \text{III-29}$$

Où $u_{dq} = [u_d \quad u_q]^T$

D'autre part :

$$\begin{aligned} v_{dq} &= R(\alpha) v_{rs} \\ &= R(\alpha) C v_s \\ &= P(\alpha) v_s \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots \text{III-30}$$

Le courant côté continu exprimé en (III-10), peut être représenté dans le repère dq comme :

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{1}{2} u_{rs}^T (R^{-1}(\alpha) \cdot i_{dq}) \\ &= \frac{1}{2} u_{rs}^T (R^T(\alpha) \cdot i_{dq}) \\ &= \frac{1}{2} (R^T(\alpha) u_{rs})^T \cdot i_{dq} \\ &= \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} \end{aligned} \quad \dots \text{III-31}$$

L'expression de la tension continue dans les nouvelles coordonnées devient :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T \cdot i_{dq} - \frac{v_0}{R} \quad \dots \text{III-32}$$

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

Les équations décrivant la dynamique du convertisseur dans ce nouveau repère de coordonnées :

$$\begin{aligned}
 L_f \frac{di_{dq}}{dt} &= v_{dq} - R_f \cdot i_{dq} - e_{dq} - \check{S} L_f H \cdot i_{dq} \\
 C \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2} u_{dq}^T \cdot i_{dq} - \frac{v_0}{R} \\
 \text{Avec } e_{dq} &= \frac{1}{2} v_0 u_{dq} \text{ et } v_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} [V_{m0}]^T
 \end{aligned}$$

D'une façon similaire au cas du repère , les équations précédentes peuvent être rangées sous la forme :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{dq}}{dt} &= \frac{1}{L_f} v_{dq} - \frac{1}{2L_f} v_0 u_{dq} - \frac{1}{L_f} (R_f I + \check{S} L_f H) i_{dq} \\
 \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2C} i_{dq}^T \cdot u_{dq} - \frac{1}{RC} v_0
 \end{aligned}
 \tag{III-33}$$

Où **I** est la matrice identité.

Si l'on définit $x_{12} = i_{dq}$, $x_3 = v_0$ et $u = u_{dq}$, le système () devient :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{12} &= A_1 x_{12} + B_1 x_3 u + \check{S}_1 \\
 \dot{x}_3 &= A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T u
 \end{aligned}
 \tag{III-34}$$

Avec :

$$A_1 = -\frac{1}{L_f} (R_f I + \check{S} L_f H) , B_1 = -\frac{1}{2L_f} , A_2 = -\frac{1}{RC} , B_2 = \frac{1}{2C} \text{ et } \check{S} = \frac{1}{L_f} v_{dq} .$$

III.2. Les méthodes d'identification des courants de référence :

III.2.1. Choix de la méthode : [4]

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour l'extraction des courant de référence pour un filtre actif ; parmi elles, la méthode basée sur le principe du courant actif, la méthode tri-monophasé, la méthode basée sur la régulation de la tension continue et la méthode des puissances instantanées.

Cette dernière est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Elle permet de calculer les puissances harmoniques de la charge non-linéaire.

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

On peut l'utiliser pour compenser à la fois les courants harmoniques et les courants réactifs, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total.

C'est la méthode d'identification la plus utilisée, est aussi appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées. Elle offre l'avantage de choisir les perturbations à compenser avec précision, de rapidité et de faciliter l'implantation. Pour toutes ces raisons on a retenu cette méthode d'identification pour le reste de ce travail. En effet, afin de pouvoir compenser les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive conjointement ou individuellement, cette méthode est la plus appropriée.

III.2.2. La méthode des puissances instantanées : [4]

Elle permet d'isoler les trois puissances instantanées qui peuvent être coexistées dans un circuit triphasé, la puissance active, réactive et la puissance déformante. Avec cette méthode, il est facile d'éliminer la composante continue des puissances active et réactive instantanées et d'obtenir la puissance instantanée qu'il faut compenser (la puissance déformante (harmonique) seule ou avec la puissance réactive).

On utilise la transformation de Concordia pour obtenir les puissances actives et réactives et cela suppose qu'on a un système triphasé de tensions sinusoïdales et équilibrées.

Si on note :

Les tensions triphasées équilibrées :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}$$

Les courants dans les trois phases absorbés par la charge polluante :

$$[I_c] = \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix}$$

Si on note (V_c, V_c) et (I_c, I_c) les composantes orthogonales du repère $(-)$ associées respectivement aux tensions (V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}) et aux courants (I_{c1}, I_{c2}, I_{c3}) , les valeurs de (V_c, V_c) et (I_c, I_c) seront données par les expressions suivantes :

Pour les tensions :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_{sr} \\ V_{ss} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-35}$$

Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_{cr} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-36}$$

Les puissances réelle et imaginaire instantanées sont données par :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sr} & V_{ss} \\ -V_{sr} & V_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cr} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-37}$$

La puissance homopolaire est donnée par :

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad \dots \text{III-38}$$

Comme on peut aussi écrire les puissances réelle et imaginaire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} P &= V_{sr} I_{cr} + V_{ss} I_{cs} \\ Q &= V_{sr} I_{cs} - V_{ss} I_{cr} \end{aligned} \quad \dots \text{III-39}$$

De là, on exprime (I_c, I_c) en fonction de P et Q :

$$\begin{bmatrix} I_{cr} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{sr} & -V_{ss} \\ V_{sr} & V_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-40}$$

Tout en posant :

$$\Delta = V_{sr}^2 + V_{ss}^2 \quad \dots \text{III-41}$$

- La puissance P coïncide avec la puissance active instantanée transmise par le réseau ;
- La puissance Q coïncide avec la puissance réactive instantanée qui circule dans le réseau ;

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

Dans ce cas, vu que les tensions sont sinusoïdales et alimentent une charge non-linéaire, les puissances instantanées P et Q prennent en compte les composantes perturbatrices dues aux courants harmoniques. Donc, chacune de ces deux puissances peut avoir comme expression :

$$\begin{aligned} P &= \bar{P} + \tilde{P} \\ Q &= \bar{Q} + \tilde{Q} \end{aligned} \quad \dots \text{III-42}$$

Avec :

\bar{P} : Puissance fondamentale liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension ;

\bar{Q} : Puissance fondamentale liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension ;

\tilde{P} et \tilde{Q} : des puissances fluctuantes liées à la somme des composantes harmoniques du courant et de la tension ;

En considérant les équations (III-40) et (III-42), on peut déduire les valeurs des courants I_c , I_c en fonction des trois composantes des puissances instantanées : active fondamentale, réactive fondamentale et les puissances harmoniques active et réactive.

$$\begin{bmatrix} I_{cr} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{sr} & -V_{ss} \\ V_{sr} & V_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} + \tilde{P} \\ \bar{Q} + \tilde{Q} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-43}$$

Ce qui est équivalent à :

$$\begin{bmatrix} I_{cr} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{sr} & -V_{ss} \\ V_{sr} & V_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif ()}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{sr} & -V_{ss} \\ V_{sr} & V_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{Q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif ()}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{sr} & -V_{ss} \\ V_{sr} & V_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{Q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmonique ()}} \quad \dots \text{III-44}$$

Il est évident que pour pouvoir calculer les trois composantes du courant indépendamment les unes des autres, il faut tout d'abord pouvoir isoler les puissances active et réactive (\bar{P} , \bar{Q}) liées respectivement à la composante fondamentale active et réactive du courant.

Pour effectuer cette opération, nous avons le choix entre deux méthodes, soit un filtre de puissance implanté numériquement ou l'exploitation de la transformée de Fourier numérique.

Avec un filtre de puissance, pour isoler ces puissances, il faut connaître avec précision les fréquences de leurs pulsations, pour pouvoir dimensionner le filtre qui peut remplir cette

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

fonction. On peut utiliser un circuit constitué soit d'un filtre passe bas (Fig.III.3.a) ou un filtre passe haut avec soustraction (Fig.III.3.b) comme le présente la figure suivante :

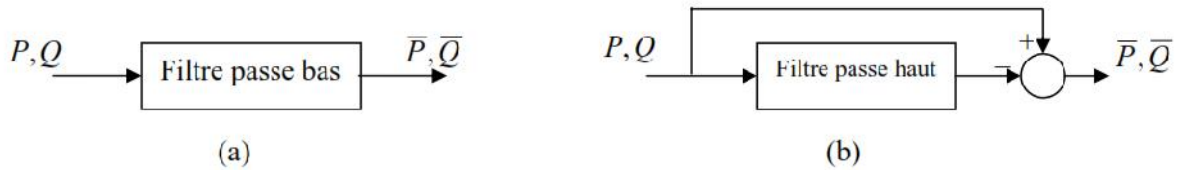


Figure III.3 : Schéma du filtre de puissance utilisé pour l'extraction des composantes fondamentale

La transformée de Fourier nous permet d'avoir toutes les composantes harmoniques et même la fondamentale des deux puissances P et Q. avec l'algorithme de calcul de la DFT à partir des valeurs échantillonnées de P et Q on obtient les coefficients de la série de Fourier pour tous les harmoniques, à commencer du fondamental jusqu'à le N^{ème} harmonique avec la fréquence équivalente à chacun d'entre eux. Alors il suffit de calculer les valeurs de la puissance fondamentale (de P et Q) et de les soustraire à chaque instant des valeurs de P et Q pour obtenir les valeurs de \tilde{P} et \tilde{Q} .

Une fois les valeurs $\bar{P}, \bar{Q}, \tilde{P}$ et \tilde{Q} isolées, il devient aisé de calculer les courant réactifs et les courants harmoniques à partir de l'équation (III-44) ;

Donc, le courant de référence harmonique est donné par ;

$$\begin{bmatrix} I_{Ch1} \\ I_{Ch2} \\ I_{Ch3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Chr} \\ I_{Chs} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-45}$$

Alors que le courant de référence réactif par :

$$\begin{bmatrix} I_{Cr1} \\ I_{Cr2} \\ I_{Cr3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Crr} \\ I_{Crs} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-46}$$

Pour obtenir le courant de référence harmonique et réactif il suffit de sommer les deux courants de références harmoniques et réactifs :

$$\begin{bmatrix} I_{Cref} \\ I_{Cref} \\ I_{Cref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Ch1} \\ I_{Ch2} \\ I_{Ch3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{Cr1} \\ I_{Cr2} \\ I_{Cr3} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-47}$$

III.2.3. Algorithme d'identification : [4]

La méthode que nous avons explicitée ci-dessus, peut être résumée par le schéma de la figure (III.4) qui illustre les différentes étapes qui nous permettent d'obtenir les valeurs des courants de référence.

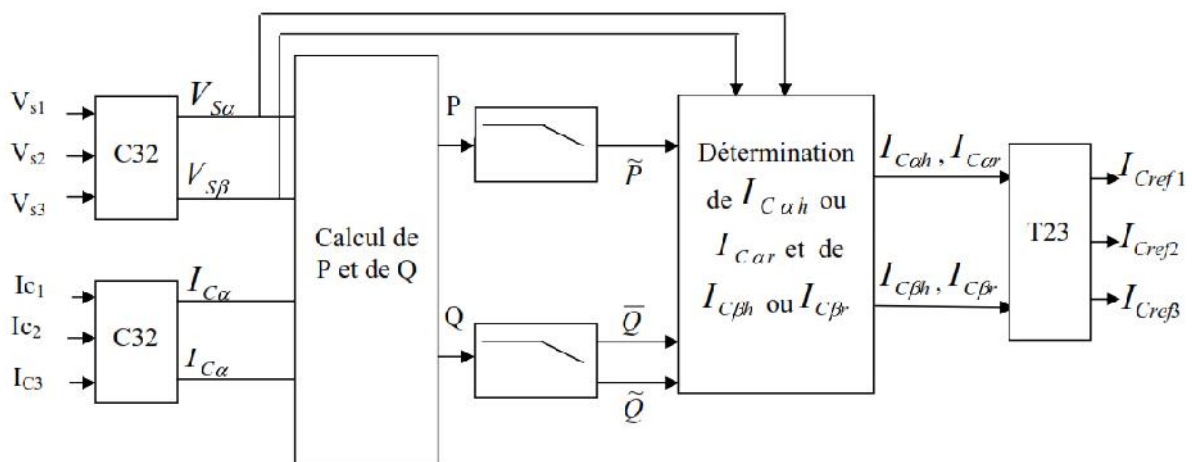


Figure III.4 : Algorithme de la méthode des puissances instantanées pour l'extraction des courants harmoniques

III.3. Dimensionnement des paramètres du filtre actif : [6]

Les trois principaux paramètres qu'il faut estimer, dans la conception du circuit de puissance, afin d'assurer une commande adéquate et une bonne qualité de filtrage, sont :

- La sélection de la valeur de la tension de référence de la capacité (V_{dcref})
- La sélection de la valeur de la capacité de stockage (C_{dc})
- Le choix du type de filtre en sortie de l'onduleur de tension, ainsi que le dimensionnement de ses paramètres.

Notons que l'estimation de ces paramètres est basée sur les hypothèses suivantes :

- a. La source de tension du réseau au point de connexion est supposée sinusoïdale.
- b. Pour la conception du filtre de sortie ou de couplage, un facteur d'atténuation d'oscillations du courant du filtre de 5% est accepté.
- c. L'onduleur commandé en MLI travaille dans la zone de modulation linéaire $0 < m < 1$.
- d. La fréquence de commutation f_c est sélectionnée en fonction du plus grand rang d'harmoniques à compenser. Théoriquement, il faut choisir une fréquence f_c supérieure au double de la fréquence de l'harmonique le plus haut à compenser (f_{hmax}). Par contre, plus la fréquence de commutation est élevée, plus les pertes dans les semi-

conducteurs sont importantes. Pour satisfaire ces deux contraintes, il est nécessaire de trouver un compromis.

III.3.1. Système de stockage de l'énergie :

III.3.1.1. Description du fonctionnement de la capacité : [6]

Pour les grandes puissances du F.A.P, on utilise une bobine soumise à des conditions de refroidissement plus complexes tel que l'utilisation des supraconducteurs. Cependant pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du côté continu de l'onduleur qui a deux tâches essentielles :

- En régime permanent, il maintient la tension du bus continu (V_{dc}) constante avec des faibles oscillations.
- Il sert comme élément de stockage de l'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires.

En régime permanent, la puissance réelle générée par la source est égale à celle imposée par la charge ajoutée à une petite quantité de puissance pour compenser les pertes dans le filtre actif. Donc, la tension du bus continu peut être maintenue constante à sa référence.

Lorsque les conditions de fonctionnement de la charge non-linéaire évoluent, l'équilibre en puissance réelle entre celle-ci et la source sera perturbé. La différence en puissance engendrée doit être compensée par celle du condensateur. En conséquence, la valeur de la tension à ses bornes change en s'éloignant de sa référence. Pour un bon fonctionnement du filtre actif, l'amplitude de la valeur du courant de référence doit être ajustée pour adapter proportionnellement la puissance réelle demandée par la source. Cette puissance réelle, avec un flux positif ou négatif au niveau du condensateur, compense celle consommée par la charge. Si la tension aux bornes du condensateur est rétablie et atteint sa référence, la puissance réelle produite par la source est supposée égale à celle consommée par la charge de nouveau. Alors, de cette manière, l'amplitude du courant de référence peut être effective en régulant la valeur moyenne de la tension du bus continu. Si cette tension V_{dc} est inférieure à la tension de référence V_{dcref} , cela se traduit par un manque de puissance réelle produite par la source, donc le courant réseau doit être augmenté. Au contraire, une valeur de tension V_{dc} supérieure à la référence V_{dcref} conduit à une diminution du courant de référence de l'alimentation.

III.3.1.2. Estimation de la tension de référence du bus continu (V_{dcref}) : [6]

Pour assurer la commandabilité du courant du filtre actif, la tension du bus continu (V_{dcref}) doit être supérieure à la valeur maximale (valeur crête) de la tension composée côté alternatif de l'onduleur.

Le choix de la référence de la tension du bus continu est en fonction de la puissance de la charge et du rang maximal de l'harmonique compensé. En effet, la tension à la sortie de l'onduleur s'écrit :

$$v_f(t) = v_s(t) + L_f \frac{di_f(t)}{dt} \quad \dots \text{III-48}$$

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

Avec :

$$i_f(t) = \sqrt{3} \cdot \sum i_{ch}$$

Tel que le terme i_{ch} représente le courant fourni par l'onduleur et correspond à la composante harmonique du courant de la charge constituée d'un pont à diode triphasé.

Donc, $i_f(t)$ peut être développé par :

$$i_f(t) = \frac{6}{f} \cdot I_d \left(-\frac{1}{5} \sin(5\check{S}t) - \frac{1}{7} \sin(7\check{S}t) + \frac{1}{11} \sin(11\check{S}t) + \dots \right) \quad \dots \text{III-49}$$

$$\Rightarrow \frac{di_f(t)}{dt} = \frac{6}{f} \cdot \check{S} \cdot I_d (-\cos(5\check{S}t) - \cos(7\check{S}t) + \cos(11\check{S}t) + \dots) \quad \dots \text{III-50}$$

Grâce aux expressions (III-48) et (III-50) il est possible de déduire :

$$v_f(t) = V_m \cdot \sin(\check{S}t) + \frac{6}{f} \cdot L_f \cdot \check{S} \cdot I_d (-\cos(5\check{S}t) - \cos(7\check{S}t) + \cos(11\check{S}t) + \dots) \quad \dots \text{III-51}$$

La puissance apparente de la charge est proportionnelle au courant continu de la charge (I_d) :

$$S = 3 \cdot V_s \cdot I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \dots \text{III-52}$$

Sachant que l'équation de la tension du bus continu est la suivante :

$$V_{dcref} = \frac{2V_{f \max}}{r} \quad \dots \text{III-53}$$

Avec : $0 \leq r \leq 1$ coefficient de réglage d'amplitude en tension.

Où :

$V_{f \max}$: la valeur maximale de la tension de phase V_f à la sortie de l'onduleur.

En se basant sur ce développement, une méthode de calcul peut être déduite :

- Calcul de I_d en fonction de la puissance apparente (S) de la charge.
- Ecriture de $v_f(t)$, incluant les termes correspondant aux harmoniques à compenser, puis détermination de la valeur maximale de la tension $V_{f \max}$.
- Calcul de V_{dcref} à partir de l'expression (III-53).

Il est à remarquer qu'il est possible de conclure que le calcul de la tension V_{dcref} par cette méthode est dépendant de la connaissance de l'inductance L_f , de la puissance apparente (S) de la charge et exige une simulation afin de déterminer la tension maximale $V_{f \max}$. Cependant, la valeur de la tension V_{dcref} est bornée par un choix du rang d'harmonique à éliminer, ce qui conduit à une minimisation des pertes de commutation des interrupteurs.

III.3.1.3. Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc}) :

La détermination de la valeur de la capacité du condensateur de stockage d'énergie électrique (C_{dc}) peut être estimée en se basant sur le principe de l'échange instantané de l'énergie nécessaire pour subvenir à une augmentation ou une diminution d'un échelon de puissance imposé par la charge (régime transitoire), en appliquant le concept de l'équilibre de l'énergie. Un autre principe réside dans la mitigation des oscillations de la tension du bus continu V_{dc} imposées par les harmoniques de la charge non-linéaire ou au déséquilibre de celle-ci en régime permanent, l'aspect déséquilibre s'applique aussi au cas d'une charge linéaire. [6]

Dans ce cadre est exposée des approches afin d'aboutir à une estimation de la valeur de la capacité du condensateur C_{dc} .

III.3.1.3.1. Présentation des approches : [6]

III.3.1.3.1.a. Première approche :

Cette approche ne considère pas le régime transitoire de la charge mais prend en considération le régime permanent d'une charge déséquilibrée. L'idée des fluctuations dues au changement de la charge ne peut être prise comme méthode pour la conception de la capacité. Car les ondulations en amplitude de la tension V_{dc} (V_{dcmin} , V_{dcmax}), tenues en considération dans de telles méthodes pour le calcul de la valeur de la capacité, peuvent être réduites par un choix approprié des paramètres des boucles de régulation du bus continu.

Suite à cette analyse, la sélection de la valeur de la capacité du condensateur C_{dc} est régie par la réduction des oscillations de la tension à la pulsation (2ω), cas le plus défavorable de la tension causé par le déséquilibre de la charge (absence d'une phase).

Considérons l'égalité des deux puissances instantanées des deux côtés de l'onduleur dans le repère (α, β) :

$$P^{rs} = V_{dc} \cdot I_{dc} = v_{fr}(t) \cdot i_{fr}(t) + v_{fs}(t) \cdot i_{fs}(t) \quad \dots \text{III-54}$$

$$P^{rs} = \sqrt{2}V_{fs} \cdot \sin(\check{S}t) \cdot \sqrt{2}I_{fs} \cdot \sin(\check{S}t - \{_s\}) + \sqrt{2}V_{fr} \cdot \cos(\check{S}t) \cdot \sqrt{2}I_{fr} \cdot \cos(\check{S}t - \{_r\})$$

Cette dernière expression peut s'écrire sous la forme :

$$P^{rs} = V_{fs} \cdot I_{fs} \cdot [\cos(\{_s\}) - \cos(2\check{S}t - \{_s\})] + V_{fr} \cdot I_{fr} \cdot [\cos(\{_r\}) + \cos(2\check{S}t - \{_r\})] \quad \dots \text{III-55}$$

Relativement aux conditions de la charge, les deux cas suivants sont envisagés :

Si la charge triphasée est équilibrée, alors :

$$V_{fs} = V_{fr} = V_f, \quad I_{fs} = I_{fr} = I_f \text{ et } \{_s\} = \{_r\} = \{\}$$

Et (III-55) peut s'écrire :

$$P^{rs} = V_{dc} \cdot I_{dc} = 2 \cdot V_f \cdot I_f \cdot \cos(\{ \}) \quad \dots \text{III-56}$$

On constate que le bus continu ne contient pas d'oscillations.

Si la charge triphasée est déséquilibrée, alors :

$$P^{rs} = [V_{fs} \cdot I_{fs} \cdot \cos(\{s\}) + V_{fr} \cdot I_{fr} \cdot \cos(\{r\})] + [-V_{fs} \cdot I_{fs} \cdot \cos(2\check{S}t - \{s\}) + V_{fr} \cdot I_{fr} \cdot \cos(2\check{S}t - \{r\})] \quad \dots \text{III-57}$$

Il paraît que le premier terme de la puissance (terme continu) de l'équation (III-57) est constant et correspond à la valeur que le FAP doit produire pour maintenir la tension du bus continu constante. Alors que le deuxième terme (terme alternatif) est une puissance du second harmonique produite par le FAP pour compenser la puissance de la charge déséquilibrée. Le terme alternatif provoquera des oscillations du second harmonique de la tension superposée au terme continu de la tension du bus continu.

En prenant, par exemple, le cas extrême du déséquilibre, où :

$$\{s\} = \{r\} - f, V_{fs} = V_{fr} = \frac{V_{dc}}{2} \text{ et } I_{fs} = 0, \frac{I_{fr}}{2} = I_{dc}$$

Donc, l'équation () devient :

$$P^{rs} = V_{dc} \cdot I_{dc} = \left[\frac{V_{dc}}{2} \cdot I_{fr} \cdot \cos(\{r\}) \right] + \left[\frac{V_{dc}}{2} \cdot I_{fr} \cdot \cos(2\check{S}t - \{r\}) \right] \quad \dots \text{III-58}$$

$$I_{dc} = [I_{dc} \cdot \cos(\{r\})] + [I_{dc} \cdot \cos(2\check{S}t - \{r\})]$$

A partir du deuxième terme du courant oscillant à la pulsation (2), on calcule la tension alternative crête à crête du bus continu (V_{dcmax}), donnée par la formule suivante :

$$V_{dc \max} = \frac{1}{C_{dc}} \int I_{dc} \cdot \cos(2\check{S}t - \{r\}) = \frac{I_{dc}}{2 \cdot \check{S} \cdot C_{dc}} \cdot \sin(2\check{S}t - \{r\}) \quad \dots \text{III-59}$$

Alors, l'amplitude des oscillations (V_{dcmax}) s'écrit :

$$V_{dc \max} = \frac{I_{dc}}{2 \cdot \check{S} \cdot C_{dc}} \quad \dots \text{III-60}$$

Donc, la capacité du condensateur C_{dc} sera donnée par :

$$C_{dc} = \frac{I_{dc}}{2 \cdot \check{S} \cdot V_{dc \max}} \quad \dots \text{III-61}$$

III.3.1.3.1.b. Deuxième approche :

En se basant sur la séquence inverse d'un signal et d'une projection de la puissance instantanée de l'onduleur sur l'axe tournant (d, q) avec une orientation de la tension de la source selon l'axe quadratique, nous pouvons écrire :

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

$$P^{dq} = v_{sd}.i_{fd} + v_{sq}.i_{fq} = v_{sq}.i_{fq}, \text{ car } v_{sd} \equiv 0.$$

Où v_{sq} et i_{fq} sont, respectivement, les composantes quadratiques de la tension de source (on néglige la chute de tension dans l'inductance L_f) et la séquence négative du courant injecté. Ils peuvent être exprimés par :

$$\begin{aligned} v_{sq} &= V_s \\ i_{fq} &= \Im m\left(\sqrt{3}I_s \cdot e^{-2\check{S}t}\right) = \sqrt{3}I_s \cdot \sin(-2\check{S}t) \end{aligned} \quad \dots \text{ III-63}$$

En négligeant les pertes au niveau de l'onduleur, il est possible d'écrire :

$$P^{dq} = v_{dc}.i_{dc} \Rightarrow i_{dc} = \frac{v_{sq}}{v_{dc}} i_{fq} \quad \dots \text{ III-64}$$

L'équation différentielle de la tension du bus continu peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} v_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \frac{v_{sq}}{v_{dc}} i_{fq} \quad \dots \text{ III-65}$$

Une linéarisation autour de la valeur moyenne de la tension V_{dc} permet de formuler :

$$\frac{d}{dt} (\Delta v_{dc}) = \frac{1}{C_{dc}} \frac{v_{sq}}{V_{dc}} i_{fq} \quad \dots \text{ III-66}$$

Où correspond aux oscillations de la tension de bus continu. A partir des deux équations (III-63) et (III-66) et en résolvant l'équation différentielle, l'expression permettant de déduire la valeur du condensateur du bus continu peut s'écrire comme suit :

$$C_{dc} = \frac{1}{2\check{S}} \frac{S_n}{\Delta v_{dc} \cdot V_{dc}} \quad \dots \text{ III-67}$$

Avec S_n est la puissance nominale de la charge.

III.3.2. Filtre de sortie : [6]

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et lui faire remplir le rôle de source de courant, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive. La fonction de ce filtre permet d'une part de convertir le compensateur en un dipôle de courant du point de vue du réseau, et d'autre part de limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler.

III.3.2.1. Description et effets des deux types de filtres (L et LCL) : [6]

Trois types de filtres de sortie peuvent être mis en œuvre : un filtre du premier ordre (inductance L), un filtre du deuxième ordre (inductance-condensateur LC) ou un filtre du troisième ordre (LCL). Sachant que ce dernier est une combinaison entre les deux premiers ($LC-L$).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{i}_{f1}^{rs} \\ \vec{v}_c^{rs} \\ \vec{i}_{f2}^{rs} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_{f1}} & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & -\frac{R_2}{L_{f2}} \end{bmatrix}}_{\vec{A}_{LCL}^{rs}} \cdot \begin{bmatrix} \vec{i}_{f1}^{rs} \\ \vec{v}_c^{rs} \\ \vec{i}_{f2}^{rs} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f1}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f2}} \end{bmatrix}}_{\vec{B}_{LCL}^{rs}} \cdot \begin{bmatrix} \vec{v}_f^{rs} \\ \vec{v}_s^{rs} \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-63}$$

A partir de ce système d'état nous pouvons en déduire la relation entre la tension de l'onduleur (\vec{v}_f^{rs}) et le courant de la ligne (\vec{i}_{f2}^{rs}) sous forme d'une fonction de transfert, comme suit :

$$G_{LCL}^1(s) = \frac{i_{f2}(s)}{v_f(s)} = [0 \quad 0 \quad 1](sI - \vec{A}_{LCL}^{rs})^{-1} \cdot \vec{B}_{LCL}^{rs} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots \text{III-64}$$

$$G_{LCL}^1(s) = \frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s^2 C_f (L_{f1} R_1 + L_{f2} R_2) + s(L_{f1} + L_{f2} + R_1 R_2 C_f) + R_1 + R_2}$$

En négligeant les résistances, la fréquence de résonance peut être donnée par :

$$f_{r1} = \frac{1}{2f \sqrt{\frac{L_{f1} L_{f2} C_f}{L_{f1} + L_{f2}}}}$$

De la même façon, il est possible d'obtenir la fonction de transfert entre le courant de filtre (\vec{i}_{f1}^{rs}) et le courant de la ligne (\vec{i}_{f2}^{rs}) définie par :

$$G_{LCL}^1(s) = \frac{i_{f2}(s)}{i_{f1}(s)} = \frac{1}{s^2 C_f L_{f2} + s R_2 C_f + 1} \quad \dots \text{III-65}$$

De la même manière, la fréquence de résonance est :

$$f_{r2} = \frac{1}{2f \sqrt{L_{f2} C_f}}$$

Une autre fonction de transfert importante peut être déduite des deux premières, liant le courant de filtre (\vec{i}_{f1}^{rs}) à sa tension (\vec{v}_f^{rs}) qu'on définit par :

$$G_{LCL}^3(s) = \frac{G_{LCL}^2}{G_{LCL}^1} = \frac{v_f(s)}{i_{f2}(s)} \cdot \frac{i_{f2}(s)}{i_{f1}(s)} = \frac{v_f(s)}{i_{f1}(s)} \quad \dots \text{III-66}$$

$$G_{LCL}^3(s) = \frac{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s^2 C_f (L_{f1} R_1 + L_{f2} R_2) + s(L_{f1} + L_{f2} + R_1 R_2 C_f) + R_1 + R_2}{s^2 C_f L_{f2} + s R_2 C_f + 1} \dots \text{III-67}$$

On constate une résonance qui se produit à $f_{r2} = \frac{1}{2f \sqrt{L_{f2} C_f}}$ et une antirésonance à

$$f_{r1} = \frac{1}{2f \sqrt{\frac{L_{f1} L_{f2} C_f}{L_{f1} + L_{f2}}}}$$

. La fonction de transfert $G_{LCL}^3(s)$ représente l'impédance du filtre (L_{f1} , C_f , L_{f2}) à la sortie de l'onduleur.

Notons que la fréquence de résonance (f_1) correspond à l'impédance minimale de résonance et (f_2) correspond à l'impédance maximale de résonance.

III.3.2.2.b. Filtre L : [6]

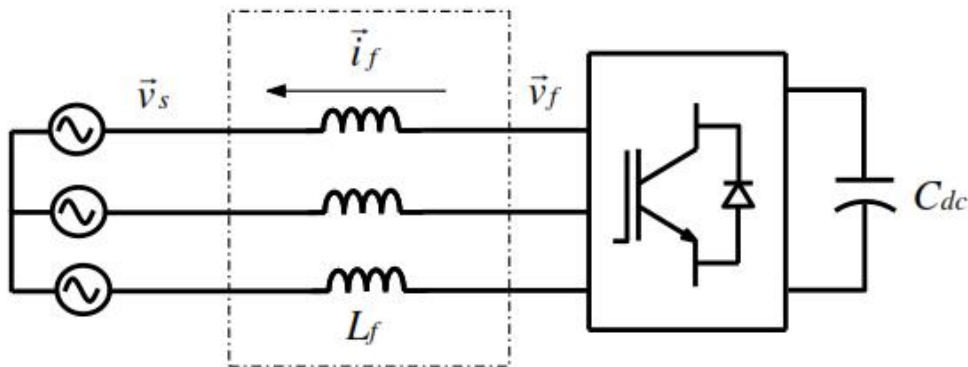


Figure III.6 : connexion de l'onduleur à la source via un filtre du premier ordre L_f

Par une démarche similaire, il est possible de définir les mêmes fonctions de transfert liant les différents paramètres du filtre L_f .

La fonction de transfert $G_L^1(s)$ s'écrit alors :

$$G_L^1(s) = \frac{i_f(s)}{v_f(s)} = \frac{1}{sL_f + R} \dots \text{III-68}$$

Et il est triviale d'écrire $G_L^2(s)$ donnée par :

$$G_L^2(s) = \frac{i_{f2}(s)}{i_{f1}(s)} \equiv 1 \dots \text{III-69}$$

A partir des deux fonctions précédentes, il s'en déduit la fonction $G_L^3(s)$ comme suit :

$$G_L^3(s) = \frac{v_f(s)}{i_f(s)} \equiv sL_f + R \dots \text{III-70}$$

III.3.2.3. Dimensionnement du filtre de raccordement L_f : [6]

Ce filtre est l'élément essentiel de raccordement, il assure le transfert de l'énergie entre le point commun de connexion (PCC) et l'onduleur. Trois exigences doivent être imposées pour l'estimation de la valeur de cette inductance L_f du filtre de sortie :

- Assurer la dynamique de la totalité des courants harmoniques générés par l'onduleur et issus de la commande.
- Garantir le filtrage, pour un certain niveau de qualité, des harmoniques de courant dus à la commutation.
- Limiter la chute de tension au courant maximal, à une valeur inférieure à 20% de la tension côté source, niveau de potentiel au point PCC.

En se basant sur ces critères, une approche est développée afin d'évaluer la valeur de cette inductance.

III.3.1.4.3.a. Présentation de l'approche : [6]

Dans cette méthode, la valeur de l'inductance est limitée par un maximum ($L_{f \max}$) et un minimum ($L_{f \min}$). Pour maintenir la valeur de l'ondulation du courant à un niveau réduit, la valeur de l'inductance utilisée ne doit pas être inférieure à ($L_{f \min}$). Une possibilité d'estimation de cette valeur minimale à partir du courant maximale ($I_{f \max}$) que le FAP doit fournir pour compenser toute la charge inductive, est la relation suivante :

$$L_{f \min} = \frac{\Delta V}{\check{S} \cdot I_{f \max}} \quad \dots \text{III-71}$$

Tel que ΔV représente la différence de potentiel entre la tension de source et la tension de l'onduleur qui dépend automatiquement de la tension du bus continu et de l'indice de modulation.

Pour le rôle du FAP, la valeur de l'inductance doit être bornée en valeur maximale pour produire la quantité nécessaire de courants harmoniques, en amplitude et en fréquence, pour la compensation. Pour cela, une valeur maximale ($L_{f \max}$) est déterminée, Pour une fréquence de commutation donnée, sur la base de la contrainte que la pente minimale de courant du filtre doit être inférieure à la pente du signal triangulaire de la porteuse qui définit la fréquence de commutation (ceci assure l'intersection entre la porteuse et le signal de l'erreur du courant).

La pente du signal triangulaire (\check{S}) est définit par :

$$\check{S} = 4 \cdot A \cdot f_m \quad \dots \text{III-72}$$

Où, (A) est l'amplitude du signal triangulaire, qui doit être égale aux ondulations maximales permises du courant, et (f_m) la fréquence de la porteuse.

La pente maximale du courant d'inductance est égale à :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_s + 0.5V_{dc}}{L_f} \quad \dots \text{III-73}$$

Chapitre III : Dimensionnement du Filtre Actif Parallèle

Sachant la contrainte imposée précédemment, alors il est possible de déduire :

$$L_f < \frac{V_s + 0.5V_{dc}}{4.A.f_m} = L_{f \max} \quad \dots \text{III-74}$$

Alors, la valeur de l'inductance estimée par cette approche peut être limitée par :

$$\frac{\Delta V}{\tilde{S}.I_{f \max}} < L_f < \frac{V_s + 0.5V_{dc}}{4.A.f_m} \quad \dots \text{III-75}$$

III.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons discuté les divers éléments reliés au filtre actif. La configuration d'un filtre actif dépend du type des charges non-linéaires et des compensations demandées. Le condensateur Cf et l'inductance Lf constituant les composants réactifs d'un filtre actif shunt doivent être dimensionnés en fonction des tâches à exécuter par le filtre. En plus, ces composants sont à l'origine des variables d'état du modèle dynamique et leurs valeurs influencent la stabilité. D'où l'importance de les inclure parmi les éléments principaux d'un filtre actif shunt. [6]

L'extraction des références harmoniques peut être effectuée par différentes méthodes. Le choix des méthodes tient compte des fonctions du filtre et du modèle utilisé dans la commande. Dans ce chapitre, la technique d'identification des perturbations est basée sur la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées. [6, 10]

Chapitre IV :
Commande et Simulation
du filtre actif parallèle

Introduction :

Dans ce chapitre, une stratégie de commande en boucle fermée du convertisseur triphasé à six interrupteurs est élaborée. La commande a pour tâche le contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur, au moyen de stratégies de contrôle appropriées, afin d'effectuer la compensation des harmoniques du réseau en gérant des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur et la régulation de la tension du bus continu.

La commande en tension du FAP nécessite l'élaboration des références de tension. Les courants de source sont comparés et régulés par des régulateurs PI afin de délivrer ces références.

IV.1. Contrôle de la tension du bus continu (V_{dc}) : [6]

Le contrôle du bus continu est une procédure indispensable pour la commande du FAP. L'observation des fluctuations de la tension aux bornes du condensateur donne des informations sur l'évolution des échanges d'énergies entre ce dernier et le réseau. Si le convertisseur est considéré sans pertes, le réseau fournit la puissance active utile pour la charge, ainsi la capacité de l'étage continu peut être considérée comme un réservoir pour la circulation des harmoniques. Alors, aucune puissance active n'est fournie par la capacité C_{dc} .

Cependant, la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur C_{dc} doit être maintenue à une valeur constante. Les causes de la variation de cette tension sont principalement :

- Les pertes par commutation et par conduction des interrupteurs de puissance.
- Les pertes par effet joule dans l'inductance du filtre passif (L_f).
- Les transitions de la charge polluante qui créent un échange de puissance active avec le réseau à travers l'onduleur. Cela se traduit par une variation de l'énergie moyenne dans la capacité de stockage et par conséquent une modification de la valeur de la tension continue.

Pour couvrir ces pertes et pour garder la tension V_{dc} constante, plusieurs méthodes ont été développées ; soit en estimant juste les pertes qui vont être ajoutées à la puissance oscillatoire pour obtenir la puissance réelle, soit en ajustant toute la puissance active que devra fournir la source pour alimenter la charge, plus les pertes, ou en ajustant l'amplitude du fondamental du courant de référence du filtre.

La stratégie développée dans le cadre de ce travail pour le contrôle de la tension du bus continu est basée sur l'ajustement direct du courant de source. Une méthode qui possède les avantages suivants :

- Elle impose aux courants issus de la source ($i_{s(a,b,c)}$) d'être en phase avec la tension du réseau après compensation.
- Ce concept permet au filtre actif de compenser les éventuels déséquilibres de la charge polluante.
- Contrairement aux autres méthodes d'extraction, il est inutile de capter les courants de charge ($i_{c(a,b,c)}$) ou du filtre de sortie ($i_{f(a,b,c)}$), ce qui représente un gain au niveau du nombre de capteurs de courant. Seule la mesure des courants de source est nécessaire.

Chapitre IV : Commande en tension du Filtre Actif Parallèle

Or, avant de développer la formulation du modèle de la boucle de régulation et pour bien comprendre la liaison entre la régulation du bus continu et le contrôle du courant de source, il est nécessaire d'illustrer en premier lieu l'écoulement des puissances dans le système lors des régimes permanent et transitoire.

IV.2. Ecoulement des puissances du système global : [6]

Considérons que le système de tensions au point de raccordement est équilibré et parfaitement sinusoïdal, soit :

$$[v_s(t)] = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\check{S} t - \frac{2f}{3} (k-1) \right) \quad (k = 1, 2, 3) \quad \dots\text{IV-1}$$

Le système triphasé et équilibré des courants de charge peut s'écrire aussi :

$$[i_c(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_s \cdot \sin \left(n \left(\check{S} t - \frac{2f}{3} (k-1) \right) - \{n\} \right) \quad \dots\text{IV-2}$$

Ce système peut se décomposer en deux sous-systèmes, directe et inverse :

$$[i_c(t)] = [i_c(t)]_{direct} + [i_c(t)]_{inverse} \quad \dots\text{IV-3}$$

Le sous-système direct comporte des composantes harmoniques de rang égal à $6h+1$ ($h \in \mathbb{N}$) et celui du système inverse des composantes harmoniques de rang égal à $6h-1$ ($h \in \mathbb{N}$).

Le but du filtre actif est d'éliminer les courants harmoniques et éventuellement le courant réactif. Dans ce cas, les courants fournis par la source après compensation sont sinusoïdaux et en phase avec la tension du réseau :

$$[i_s(t)] = \sqrt{2} \cdot I_s \cdot \sin \left(\check{S} t - \frac{2f}{3} (k-1) \right) \quad \dots\text{IV-4}$$

La puissance fournie par la source après compensation s'écrit :

$$p_s(t) = [v_s(t)][i_s(t)] = P_s = 3 \cdot V_s \cdot I_s \quad \dots\text{IV-5}$$

P_s est la puissance continue de $p_s(t)$ et elle représente la puissance active délivrée par la source.

La puissance instantanée absorbée par la charge polluante est :

$$\begin{aligned} p_c(t) &= [v_s(t)][i_s(t)] = [v_s(t)][i_c(t)]_{direct} + [v_s(t)][i_c(t)]_{inverse} \\ &= 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\{1\}) + 3 \cdot V_s \cdot \left[\sum_{h=1}^{\infty} I_{6h+1} \cdot \cos(6h\check{S}t - \{6h+1\}) + I_{6h-1} \cdot \cos(6h\check{S}t - \{6h-1\}) \right] \end{aligned} \quad \dots\text{IV-6}$$

$$\begin{aligned} p_c(t) &= 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\{1\}) + \sum_{h=1}^{\infty} P_{6h} \cdot \cos(6h\check{S}t - \{6h\}) \\ &= P_c + \tilde{p}_c(t) \end{aligned} \quad \dots\text{IV-7}$$

Chapitre IV : Commande en tension du Filtre Actif Parallèle

Avec :

$$P_{6h} = 3.V_s \cdot \sqrt{I_{6h-1}^2 + I_{6h+1}^2 + 2 \cdot I_{6h-1} \cdot I_{6h+1} \cdot \cos(\{6h+1 - \{6h-1\})}$$

et

$$\tan \{6h = \frac{I_{6h+1} \cdot \sin(\{6h+1) + I_{6h-1} \cdot \sin(\{6h-1)}{I_{6h+1} \cdot \cos(\{6h+1) + I_{6h-1} \cdot \cos(\{6h-1)}$$

...IV-8

P_c est la composante continue relative à la puissance active consommée par la charge, et $\tilde{p}_c(t)$ représente la somme des puissances fluctuantes créés par les composantes harmoniques des courants de la charge.

La puissance instantanée $p_f(t)$ injectée par le filtre actif parallèle est donnée par :

$$p_f(t) = p_c(t) - P_s = P_c - P_s + \tilde{p}_c(t) = P_f + \tilde{p}_f(t)$$

...IV-9

Avec :

$$P_f = P_c - P_s$$

...IV-10

$$\tilde{p}_f(t) = \tilde{p}_c(t)$$

...IV-11

L'équation (IV-10) exprime l'échange de puissance active entre la charge polluante, le réseau et le filtre actif lors des régimes transitoires suite à un impact ou un délestage de la charge. Ce transfert de puissance se traduit par une variation de la tension continue aux bornes du condensateur, l'équilibre de puissance sera établi grâce à l'intervention du régulateur de tension.

En régime permanent (et en négligeant les pertes de l'onduleur) le filtre actif n'échangera pas de puissance active avec le réseau d'alimentation ($P_f = 0$, $P_c = P_s$). La fluctuation de puissance $\tilde{p}_f(t)$ à la sortie du compensateur est dans ce cas égale à la puissance harmonique de la charge. En effet, cette dernière dépend du rang harmonique et de l'amplitude des courants harmoniques absorbés par la charge non-linéaire. En négligeant les pertes dans l'onduleur, la puissance $\tilde{p}_f(t)$ se trouve intégralement sous forme d'ondulations de la tension $\tilde{v}_{dc}(t)$ aux bornes du condensateur de stockage.

Le schéma de la figure (IV.1) représente l'écoulement des puissances entre les différents organes.

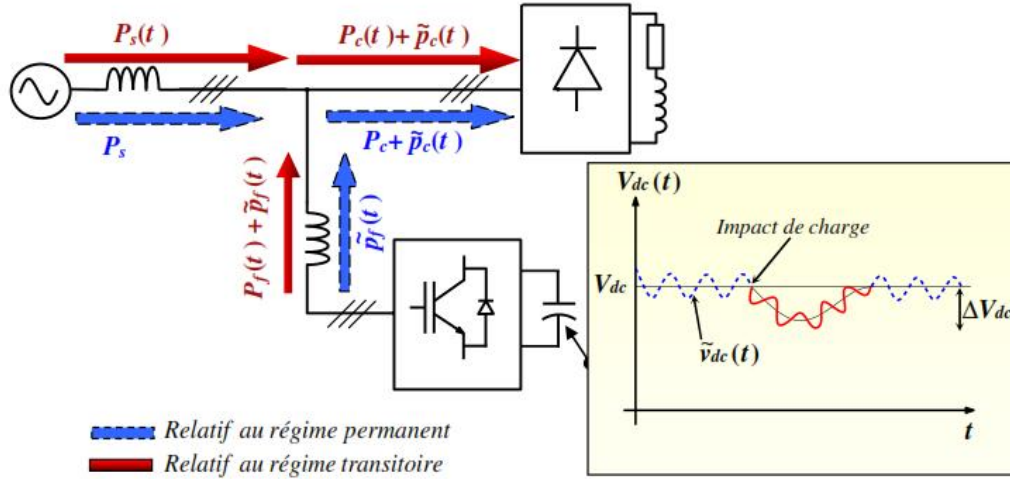


Figure IV.1 : Ecoulement des puissances en régime permanent et transitoire

La tension $v_{dc}(t)$ peut alors se décomposer en deux parties, une composante continue V_{dc} qui peut subir des variations lors des transitoires et une composante alternative $\tilde{v}_{dc}(t)$:

$$v_{dc}(t) = V_{dc} + \tilde{v}_{dc}(t) \quad \dots\text{IV-12}$$

L'expression de la tension du bus continu peut se déduire du courant circulant dans le condensateur par :

$$v_{dc}(t) = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t i_{dc}(t) \cdot dt + V_{dc}(0) \quad \dots\text{IV-13}$$

En régime permanent, la puissance instantanée mesurée à la sortie du filtre actif est égale à celle mesurée côté continu :

$$\tilde{p}_f(t) = \tilde{p}_c(t) = v_{dc}(t) \cdot i_{dc}(t) \quad \dots\text{IV-14}$$

En admettant que la capacité du condensateur est suffisamment importante pour pouvoir négliger les ondulations de la tension devant la valeur de la tension continue ($\tilde{v}_{dc}(t) \ll V_{dc}$), la relation (IV-14) devient :

$$i_{dc}(t) \approx \frac{\tilde{p}_c(t)}{V_{dc}} \quad \dots\text{IV-15}$$

Tenir compte des relations (IV-7) et (IV-13) conduit à l'équation suivante :

$$\tilde{v}_{dc}(t) = \frac{1}{C_{dc} \cdot V_{dc}} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{P_{6h}}{6h\tilde{S}} \cdot \sin(6h\tilde{S}t - \{\}_{6h}) \quad \dots\text{IV-16}$$

Cette relation montre bien que le rang et l'amplitude des courants harmoniques influent sur l'amplitude des ondulations de tension (les courants harmoniques de rang 5 et 7 sont la principale cause de ces ondulations avec la pulsation 6).

IV.3. Formulation du modèle de la boucle de régulation du bus continu : [6]

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance demandée par la charge. Lorsqu'un déséquilibre de puissance active se produit dans le système, le condensateur doit fournir la différence de puissance entre le réseau et la charge. Il en résulte une variation de la tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} . Si la puissance active fournie par le réseau est inférieure à celle absorbée par la charge ($P_f < 0$) alors la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur diminue. Dans le cas contraire ($P_f > 0$), la valeur moyenne de la tension augmente. La puissance active P_f nécessaire pour rétablir la tension $v_{dc}(t)$ à une valeur constante s'exprime d'après (IV-5) et (IV-7) comme suit :

$$\begin{aligned} P_f &= P_c - P_s = 3.V_s.(I_{c1}.\cos(\phi_1)) - 3.V_s.I_s \\ &= 3.V_s.(I_{c1}.\cos(\phi_1) - I_s) = 3.V_s.I_s(\Delta C_{dc}) \end{aligned} \quad \dots\text{IV-17}$$

$$\Rightarrow I_s(\Delta C_{dc}) = (I_{c1}.\cos(\phi_1) - I_s) \quad \dots\text{IV-18}$$

Où $I_s(\Delta C_{dc})$ représente l'amplitude du courant fondamental actif requis pour assurer l'équilibre des puissances actives. Après une remise en forme à l'aide des signaux sinusoïdaux synchronisés sur le réseau, nous pouvons obtenir les courants de références.

La formulation de la boucle de régulation nécessite de trouver la relation entre le courant et la valeur moyenne de la tension du bus continu V_{dc} . En se basant sur le principe de l'équilibre de l'énergie, l'énergie emmagasinée dans le condensateur ($E_{dc\text{ réf}}$) correspondante à la tension moyenne de référence ($V_{dc\text{ réf}}$) s'écrit alors :

$$E_{dc\text{ réf}} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc\text{ réf}}^2 \quad \dots\text{IV-19}$$

Par contre, l'énergie instantanée dans le condensateur ($e_{dc}(t)$) s'écrit en fonction de la tension $v_{dc}(t)$ comme suit :

$$e_{dc}(t) = \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2(t) \quad \dots\text{IV-20}$$

Donc l'écart entre la quantité instantanée et sa référence sera :

$$\Delta E_{dc}(t) = E_{dc\text{ réf}} - e_{dc}(t) = \frac{C_{dc}}{2} (V_{dc} - v_{dc}(t))(V_{dc} + v_{dc}(t)) \quad \dots\text{IV-21}$$

Si on considère une petite variation de la tension continue (dV_{dc}) autour de sa valeur moyenne de référence ($V_{dc\text{ réf}}$), il est alors possible d'écrire l'équation suivante pour la variation de l'énergie :

$$\begin{aligned} V_{dc\text{ réf}} + v_{dc} &\approx 2.V_{dc\text{ réf}} \quad \text{et} \quad V_{dc\text{ réf}} - v_{dc} = dV_{dc} \\ \Rightarrow dE_{dc} &= C_{dc}.V_{dc\text{ réf}}.dV_{dc} \end{aligned} \quad \dots\text{IV-22}$$

Chapitre IV : Commande en tension du Filtre Actif Parallèle

Cette énergie perdue doit être délivrée par la source, donc l'équation d'équilibre d'énergie peut s'écrire comme suit :

$$dE_{dc} = C_{dc} \cdot V_{dcref} \cdot dV_{dc} = \left(\begin{array}{l} (v_{sa}(t) \cdot I_{s(\Delta Cdc)} \cdot \sin \check{S}t) + \\ (v_{sb}(t) \cdot I_{s(\Delta Cdc)} \cdot \sin(\check{S}t - 2f / 3)) + \\ (v_{sc}(t) \cdot I_{s(\Delta Cdc)} \cdot \sin(\check{S}t + 2f / 3)) \end{array} \right) dt \quad \dots IV-23$$

Donc :

$$dE_{dc} = C_{dc} \cdot V_{dcref} \cdot dV_{dc} = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot V_s \cdot I_{s(\Delta Cdc)} \cdot dt \quad \dots IV-24$$

Rappelons que V_s , $I_{s(\Delta Cdc)}$ représentent respectivement la valeur efficace de la tension de source et l'amplitude du courant fondamental requis pour assurer l'équilibre des puissances actives.

Ainsi, à partir de l'équation (IV-24) nous pouvons en déduire la fonction de transfert entre l'entrée $I_{s(\Delta Cdc)}$ et la sortie V_{dc} suivante :

$$\frac{V_{dc}}{I_{s(\Delta Cdc)}} = \frac{3 \cdot V_s}{\sqrt{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dcref} \cdot s} \quad \dots IV-25$$

Avec : $s = \frac{d}{dt}$

Sur la base de cette formulation et à l'aide des équations (IV-18) et (IV-25) nous pouvons développer le schéma de la régulation du système global du FAP, comme illustré dans la figure (IV.2) ci-après :

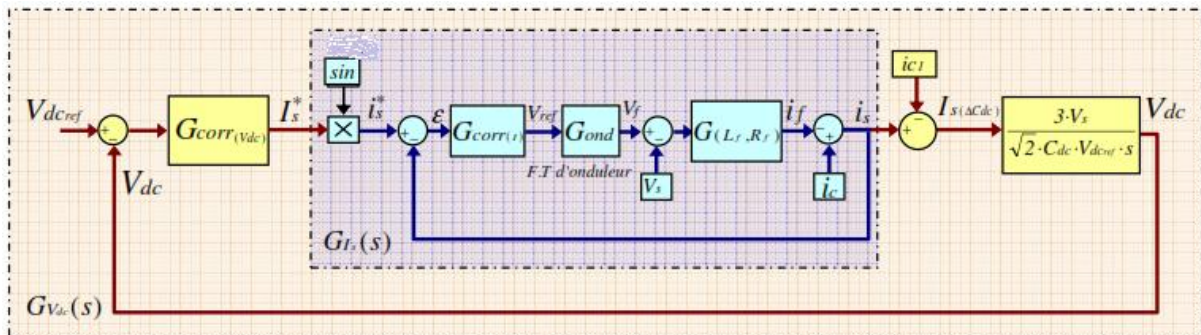


Figure IV.2 : Schéma de régulation du FAP avec deux boucles en cascade

Le modèle est constitué en deux boucles en cascade. La boucle interne est une boucle de courant contenant trois fonctions de transfert, où $G_{corr(i)}$, G_{ond} et $G_{(lf,rf)}$ sont respectivement celle du régulateur de courant, de l'onduleur et du filtre de couplage. Alors que la boucle externe contient une fonction de transfert du régulateur de la tension du bus continu $G_{corr(Vdc)}$ et la fonction de transfert décrite dans l'expression (IV-25).

IV.3.1. Boucle de régulation de la tension V_{dc} : [6]

Sachant qu'à la fréquence de commutation (f_c), la boucle de courant (interne) est plus rapide que celle de tension (externe), ce qui revient à dire que la bande passante de la boucle de tension est très inférieure à celle de la boucle de courant. De ce fait, la fonction de transfert de la boucle de courant n'intervient pas dans la stabilité de la boucle de tension et donc pour le régime établi, il est envisageable de considérer que le gain $i(s) / i^*(s) = 1$. Ainsi, le synoptique de la boucle de régulation peut se simplifier comme illustré dans la figure (IV.3) qui suit :

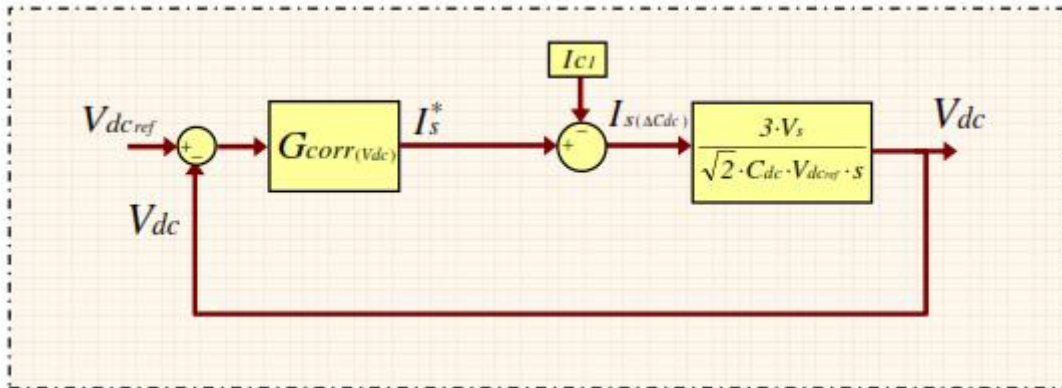


Figure IV.3 : Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu

IV.3.2. Régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI) : [6]

IV.3.2.1. Synthèse du régulateur :

Afin de déduire les fluctuations de la tension du bus continu et compenser les pertes du système, un régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI) dont la fonction de transfert est symbolisée par $G_{PI}(s)$ est retenu comme correcteur pour la boucle externe. Alors, en éliminant la perturbation due au courant de charge, le synoptique de la figure (IV.3) se simplifie comme indiqué dans la figure (IV.4), en posant :

$$| = \frac{\sqrt{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc\text{ref}}}{3 \cdot V_s} \quad \dots\text{IV-26}$$

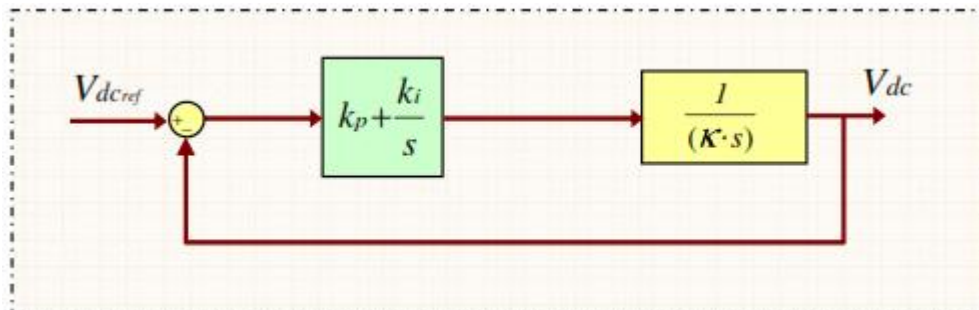


Figure IV.4 : Schéma simplifié de régulation de la tension du bus continu par PI

Chapitre IV : Commande en tension du Filtre Actif Parallèle

A partir du schéma simplifié de la figure (IV.4), la fonction de transfert du système en boucle fermé s'écrit :

$$G_{Vdc(PI)}(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s^2 + k_p \cdot s + k_i} = \frac{k_p / | (s + k_i / k_p) |}{s^2 + k_p / | \cdot s + k_i / | } \quad \dots\text{IV-27}$$

Cette fonction de transfert représente un système du second ordre.

Donc, en égalisant les deux équations caractéristiques :

$$\begin{aligned} d_c(s) &= s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \check{S}_h + \check{S}_h^2 \\ &= s^2 + (k_p / |) \cdot s + (k_i / |) \end{aligned} \quad \dots\text{IV-28}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} k_i = | \cdot \check{S}_h^2 \\ k_p = 2 \cdot \zeta \cdot \check{S}_h \cdot | \end{cases} \quad \dots\text{IV-29}$$

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle fermé $G_{Vdc(PI)}$ (Fig.IV.5), présente une fréquence de coupure, à (-3db), $f_c = 25\text{Hz}$ et une marge de phase $m = 127^\circ$.

En plaçant les pôles pour $\zeta = 0.707$ et $\check{S}_h = 2 \cdot f \cdot f_c = 25.2f$, on obtient $k_p = 0.118$ et $k_i = 6.41$.

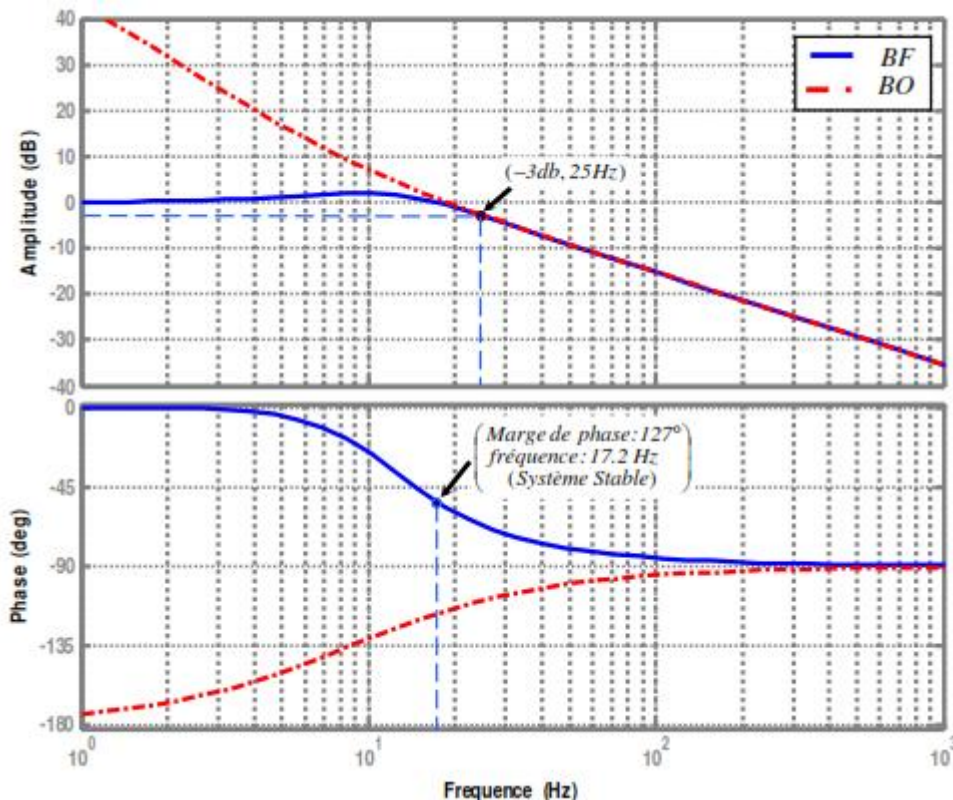


Figure IV.5 : Réponses fréquentielles de la fonction du transfert $G_{Vdc(PI)}$ et de sa boucle ouverte

IV.3.2.2. Influence de la perturbation du courant de charge :

Lorsque la tension du bus continu (V_{dc}) atteint sa référence ($V_{dc\ ref}$), nous pouvons considérer l'erreur nulle. En présence de la perturbation I_{c1} , le schéma de la figure (IV.3) se transforme en un nouveau schéma fonctionnel représenté sur la figure (IV.6) suivante :

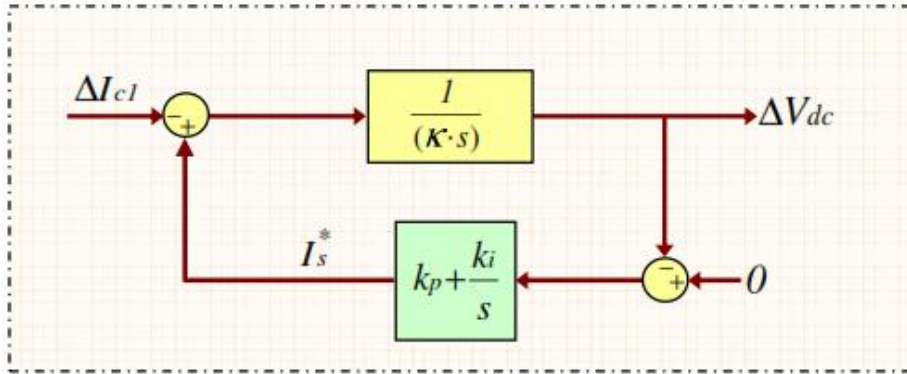


Figure IV.6 : Schéma de régulation de la tension Vdc suite à une perturbation I_{c1}

Dans ce schéma fonctionnel, l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte est inchangée. Ainsi, la fonction de transfert en boucle fermée $G_{Ic1(PD)}(s)$ relative à la perturbation I_{c1} , considérée comme une nouvelle entrée, s'écrit comme suit :

$$G_{\Delta I_{c1}(PI)} = \frac{\Delta V_{dc}}{\Delta I_{c1}} = \frac{(-1 / |) . s}{s^2 + k_p / | . s + k_i / |} \quad \dots IV-30$$

Pour avoir une idée sur la réponse indicielle du système en boucle fermée, une perturbation du courant de charge est appliquée en entrée sous forme d'un échelon allant de 6.1A à 10.6A. Sur la figure (IV.7), il est à remarquer qu'après avoir appliqué la perturbation à $t = 1s$, le régulateur continue à fournir une référence permettant la convergence vers la valeur de l'échelon (courant de la charge) et l'écart de la tension du bus continu s'annule de nouveau, sans dépasser les 20V, après un transitoire qui dure 0.1s.

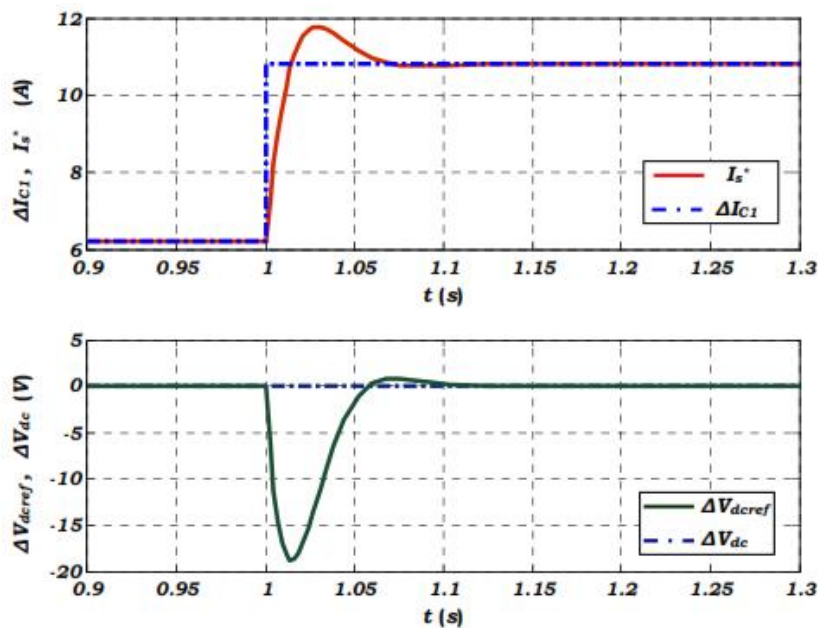


Figure IV.7 : Réponse temporelle de la variation de la tension V_{dc} pour une perturbation de type échelon du courant de charge I_{c1}

IV.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous venons de traiter la commande en tension du filtre actif parallèle, notamment le contrôle de la tension du bus continu V_{dc} . Nous avons exposé le principe de l'écoulement de puissance au sein d'un système globale qui est basé sur l'équilibre de l'énergie. Ensuite, nous avons formulé la boucle de régulation de la tension V_{dc} possédant une fonction de transfert liant cette tension V_{dc} et le courant de source (i_s). Le présent chapitre a été conclu par une synthèse du régulateur PI.

Chapitre V :
Simulation du FAP et
interprétation des
résultats

Introduction :

Après avoir élaboré le modèle du filtre actif parallèle dans le plan 'dq', nous allons le simuler sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les valeurs caractéristiques du système sont : $V_s = 127 \text{ V}$, $L_f = 2 \text{ mH}$, $R_f = 8 \text{ m}$ et $C = 3.3 \text{ mF}$.

En ce qui concerne la boucle externe de bus continu, la tension continue est réglée à 600V.

I. Simulation et interprétation des résultats :

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures ci-après :

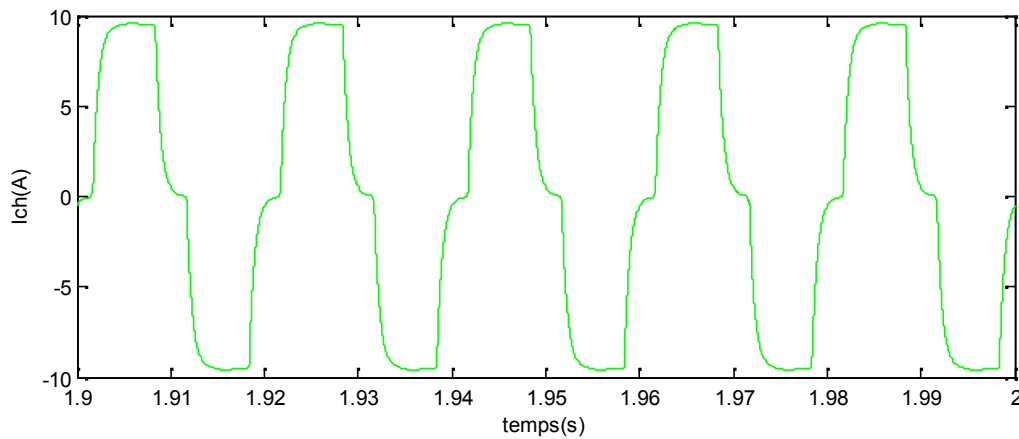


Figure V.1 : Forme de l'onde du courant de charge

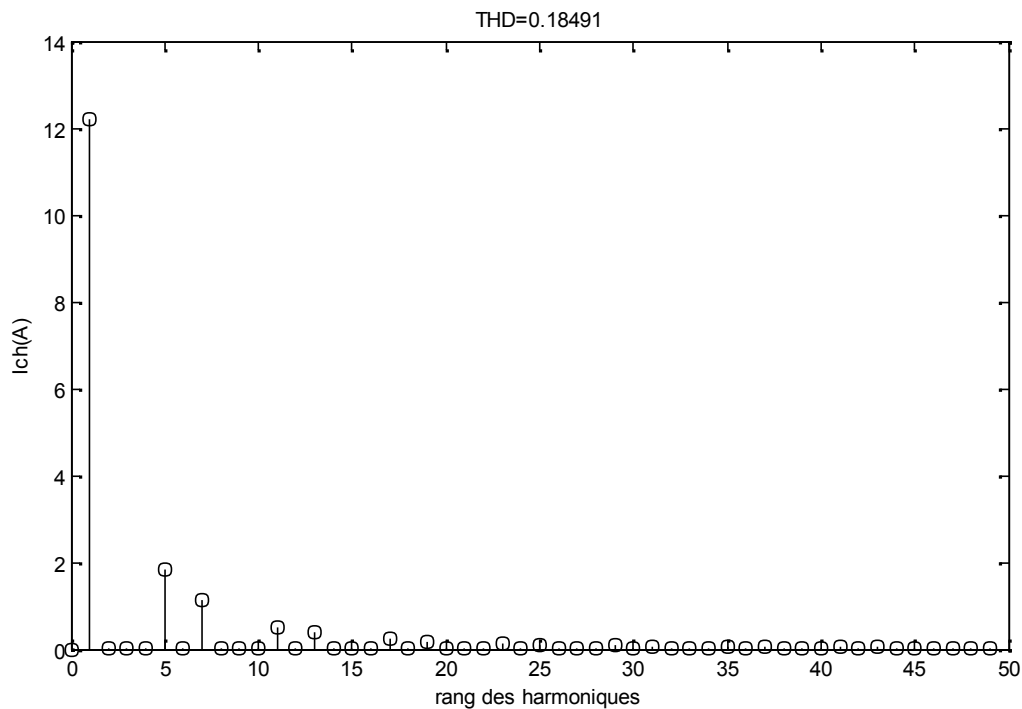


Figure V.2 : Spectre harmonique du courant de charge

Chapitre V : Simulation du FAP et interprétations des résultats

Les figures (V.1) et (V.2) représentent, respectivement, la forme et le spectre du courant de charge, sur lesquelles nous lisons un taux de distorsion harmonique THD=18.49%.

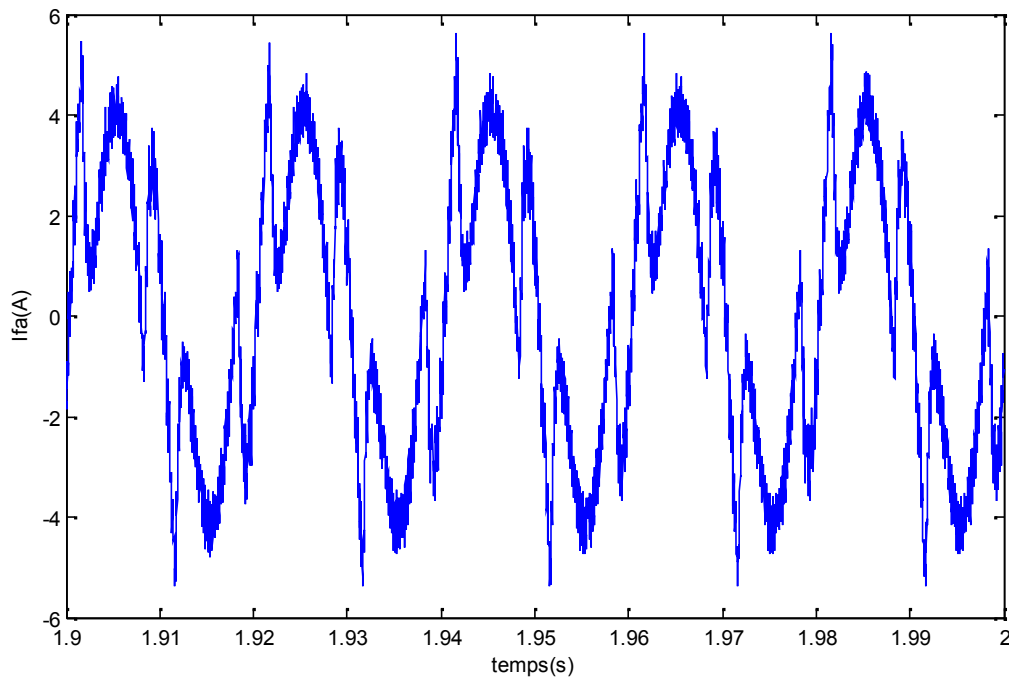


Figure V.3 : Forme de l'onde du courant à la sortie du filtre

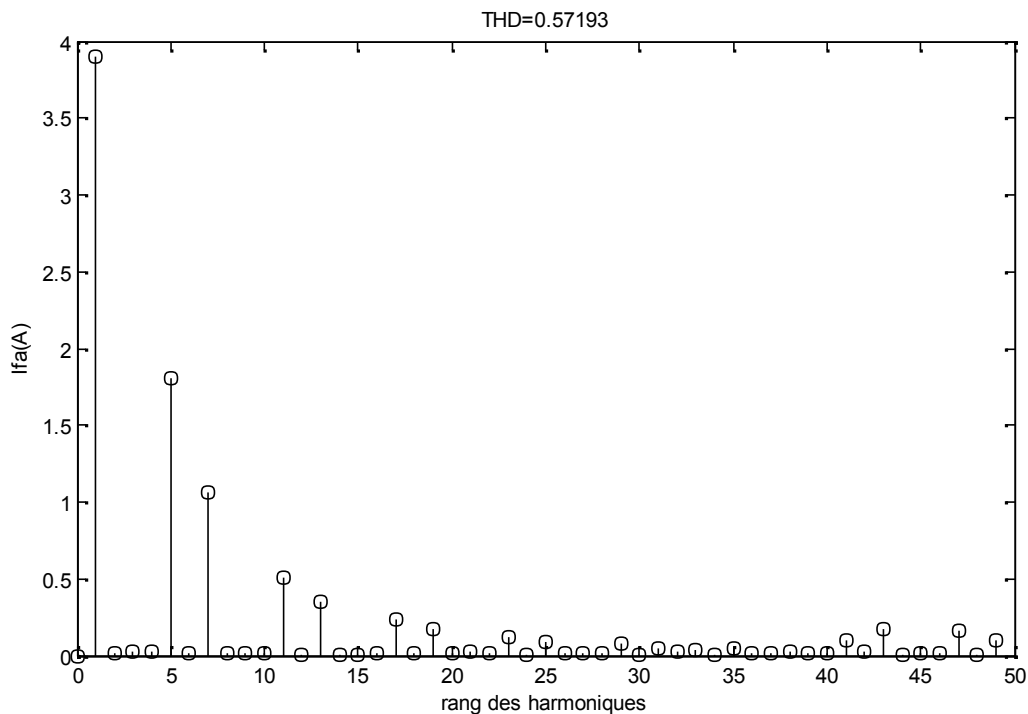


Figure V.4 : Spectre harmonique du courant à la sortie du filtre

Chapitre V : Simulation du FAP et interprétations des résultats

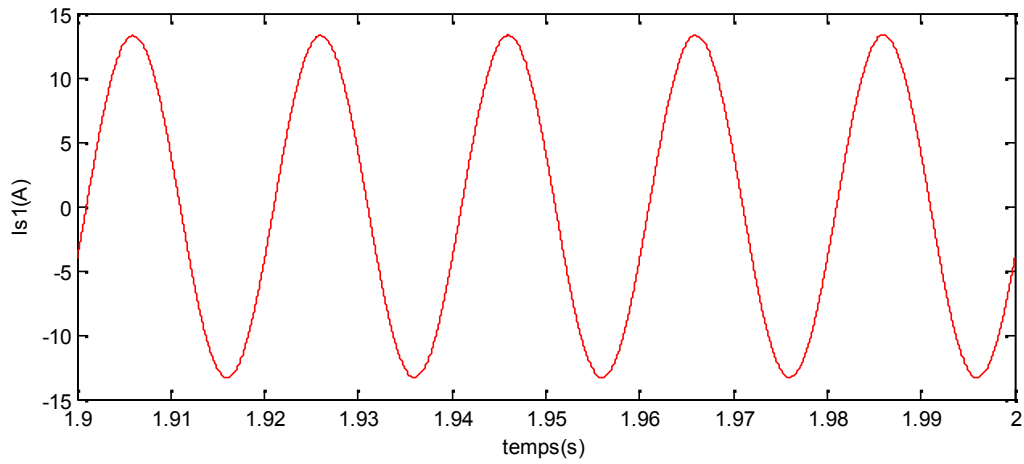


Figure V.5 : Forme de l'onde du courant de source

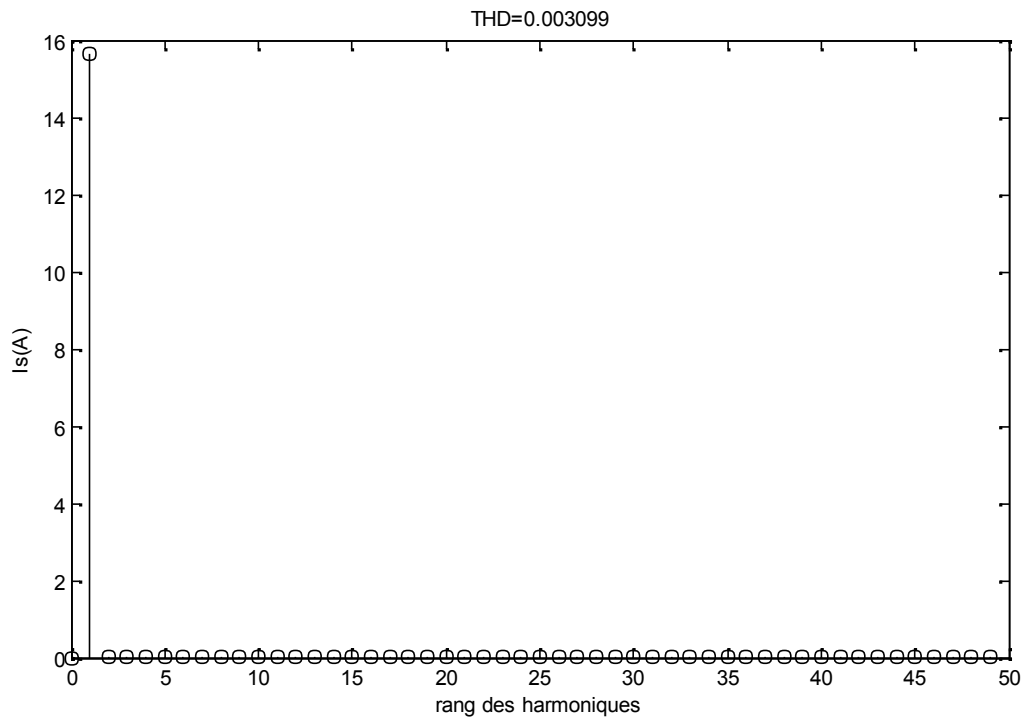


Figure V.6 : Spectre harmonique du courant de source

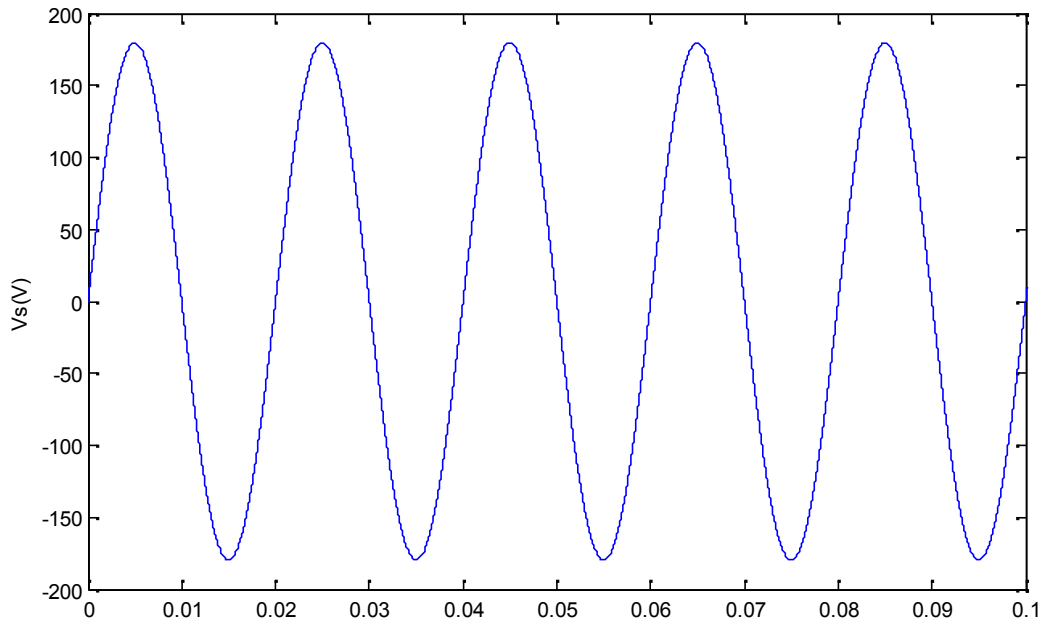


Figure V.7 : Forme de l'onde de la tension de source

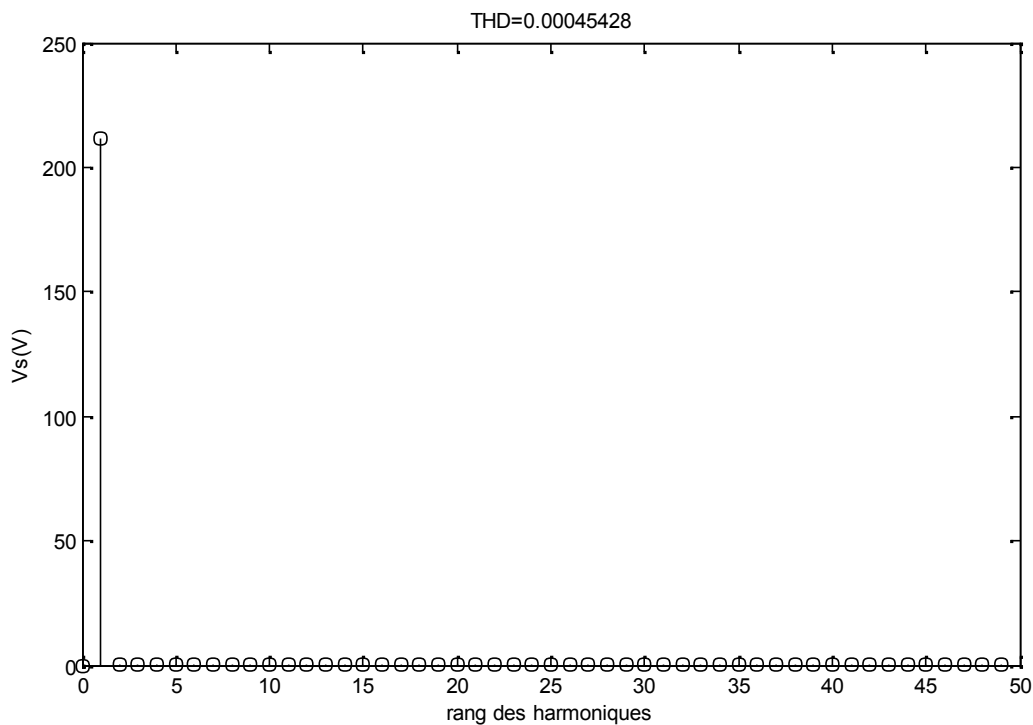


Figure V.8 : Spectre harmonique de la tension de source

Les figures (V.5) et (V.7) représentent, respectivement, la forme du courant et de la tension de source. On voit bien qu'elles décrivent un signal parfaitement sinusoïdal.

Tandis que, les figures (V.6) et (V.8) montre le spectre harmonique du courant et de la tension de source, respectivement. Sur ces derniers, on peut lire des taux de distorsion harmonique $THD_i = 0.3\%$ et $THD_v = 0.045\%$ (inférieurs à 5%)

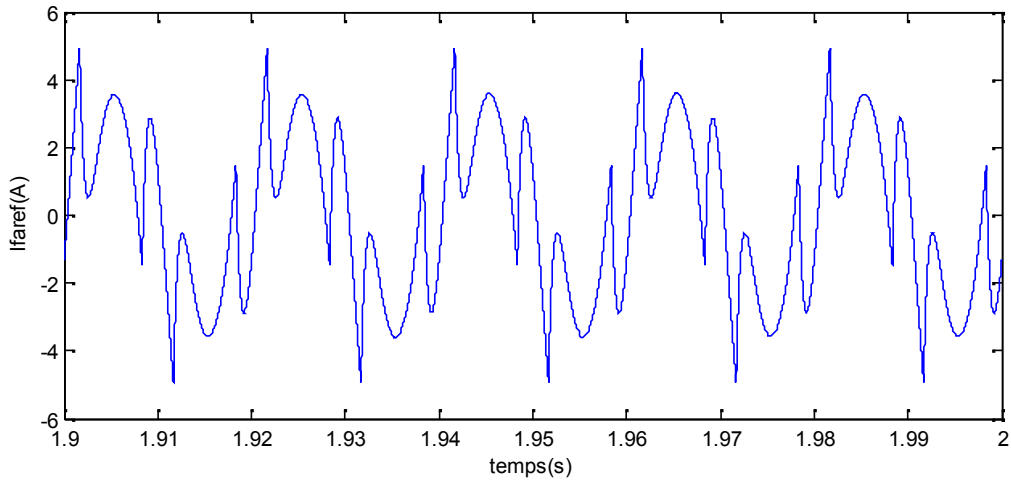


Figure V.9 : Forme de l'onde du courant de référence

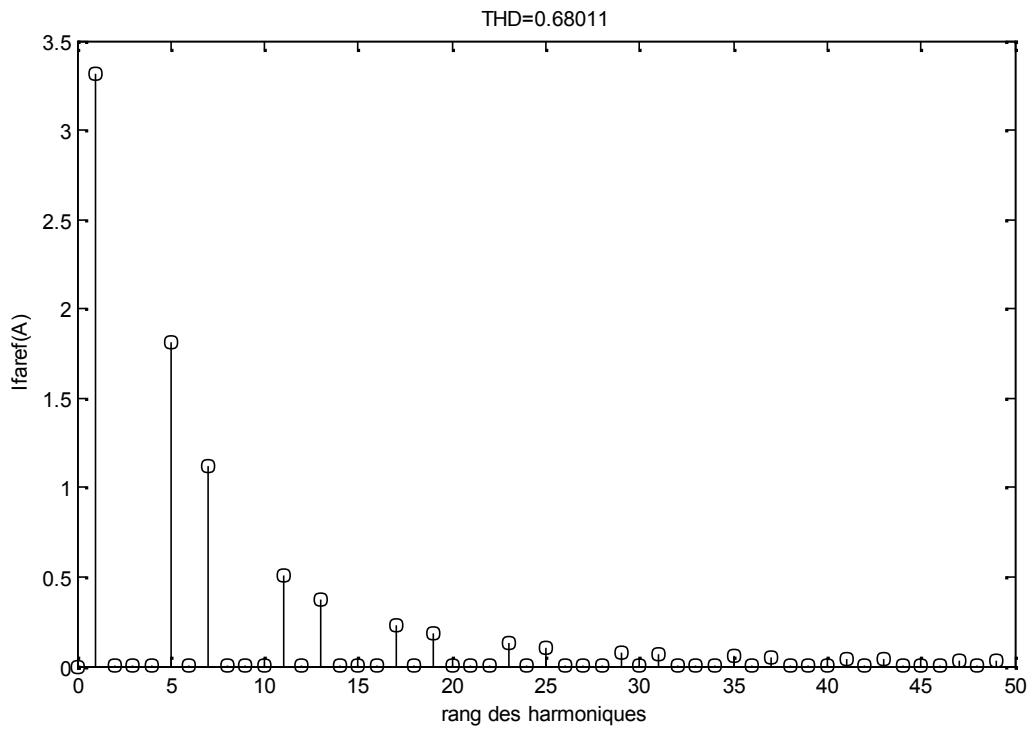


Figure V.10 : Spectre harmonique du courant de référence

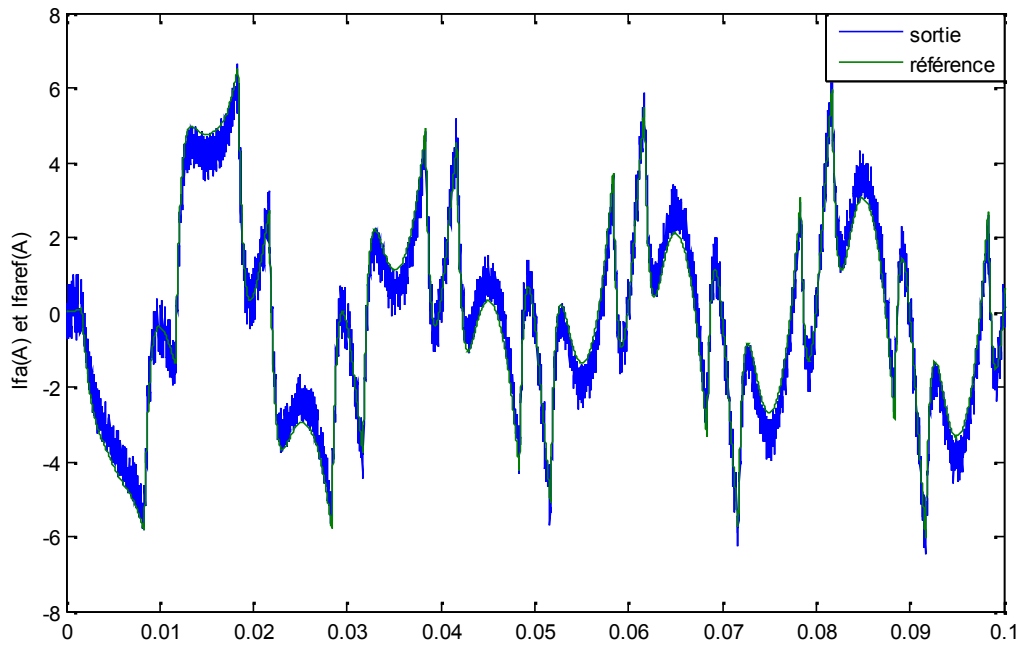


Figure V.11 : Réponse temporelle en courant face au courant de référence

La figure ci-dessus illustre la réponse temporelle du système face au courant de référence. Nous observons un suivi de ce courant pendant les deux régimes, transitoire et permanent.

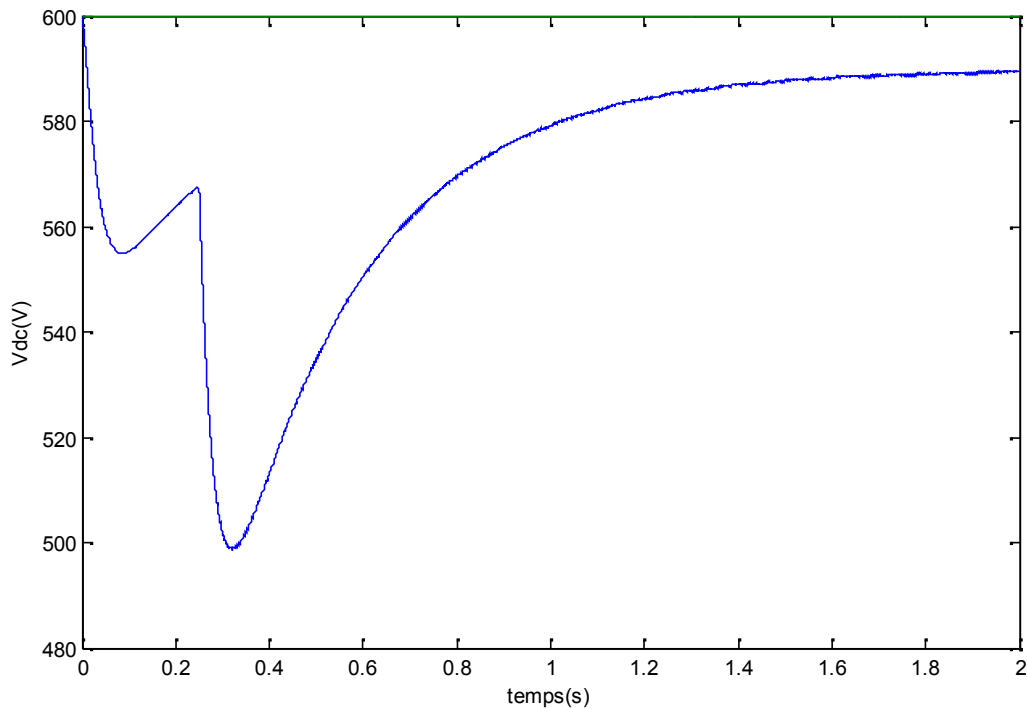


Figure V.12 : Réponse temporelle de la variation de la tension du bus continu V_{dc} pour une perturbation de type échelon du courant de charge I_{ch}

Chapitre V : Simulation du FAP et interprétations des résultats

Afin de tester la rapidité de la boucle de régulation de la tension du bus continu V_{dc} , nous avons simulé un changement dans la référence du courant de charge de 10A à 30A à $t=0.25s$ (Fig.V.12). Cet essai met en évidence la vitesse de réponse de la boucle de régulation de tension ainsi que sa flexibilité vis-à-vis du changement de la référence.

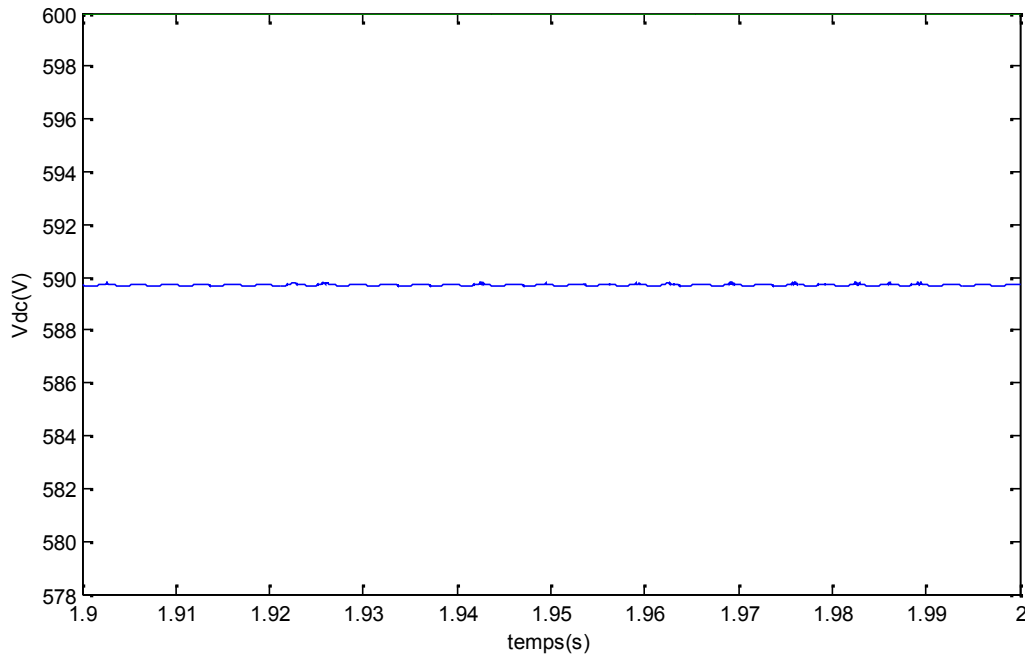


Figure V.13 : Forme de l'onde de la tension du bus continu V_{dc}

A partir de la figure précédente, on constate que le régulateur PI régule parfaitement (très faibles ondulations) la tension du bus continu V_{dc} .

II. Influence de la variation de la tension du condensateur V_{dc} :

Sur la figure (V.14) on peut remarquer qu'en faisant varier la tension aux bornes du condensateur V_{dc} , ça influe directement sur le régime transitoire du courant débité par le réseau (I_s). En effet, pour des valeurs de tension (300V et 500V) inférieures à la valeur optimale (600V) on remarque des pics de courant atteignant une valeur de $3 \cdot I_s$. Or, pour des valeurs supérieures (700V) à la tension optimale on voit que le courant de source démarre pratiquement de la valeur 0v.

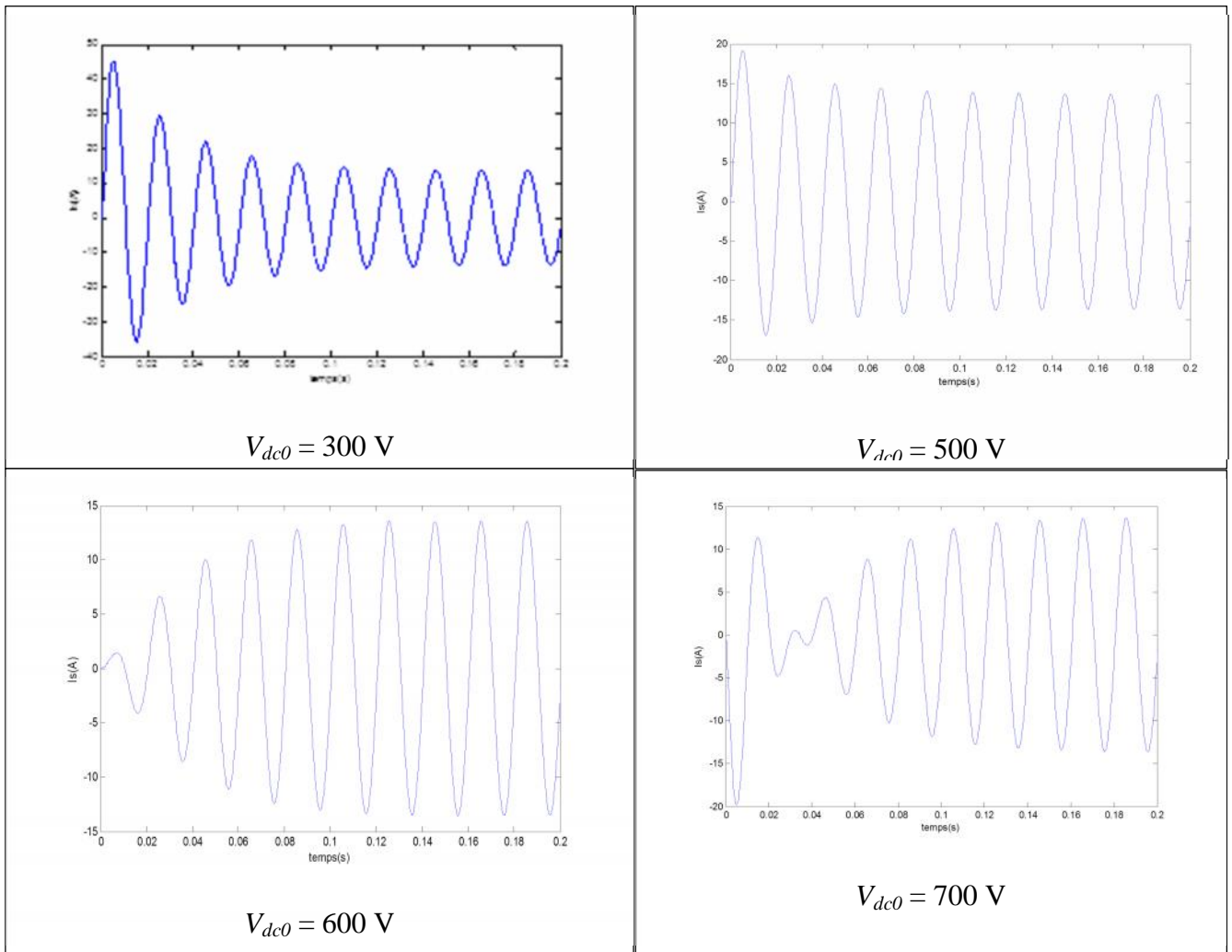


Figure V.14 : influence de de la tension du condensateur sur le courant de source

III. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons simulé le modèle du FAP sous Matlab/Simulink. Ainsi les résultats de simulation obtenus montrent que le filtre actif parallèle muni d'un régulateur de type Proportionnel-Intégral (PI) donne des résultats satisfaisants. Du point de vue taux de distorsion harmonique, il donne un THD inférieur à 5%, ce qui répond aux normes internationales portant limites sur la pollution harmonique dans le réseau électrique. Il faut remarquer que le THD du courant de la charge polluante est de 18.49%, courant débité par le réseau sans le FAP, est ramené grâce au FAP à une valeur de 0.3%. Donc on peut considérer le réseau délivrant un courant parfaitement sinusoïdal à une charge non-linéaire absorbant un courant harmonique.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Nous venons de voir dans ce mémoire les nouvelles problématiques liées à l'évolution de la nature des charges connectées au réseau avec notamment l'utilisation des systèmes d'électronique de puissance pour l'alimentation et la commande des charges électriques industrielles et domestiques. En effet, la notion de « qualité d'énergie » s'impose de plus en plus dans les rapports entre les producteurs et les consommateurs de l'énergie électrique.

Ce mémoire a été consacré à l'étude des diverses solutions envisageables pour remédier aux problèmes de la pollution harmonique. En exposant les différentes solutions, nous avons constaté que les filtres passifs sont limités et provoquent de vrais problèmes tels que la résonance dans le réseau.

Il en découle qu'une autre solution s'avère plus adéquate en matière de qualité de filtrage, nous parlons des filtres actifs. Le travail que nous avons fait consiste à étudier une structure particulière de ces derniers, qui est le filtre actif parallèle.

Dans le contexte des remarques citées précédemment, en utilisant le modèle du filtre actif parallèle élaboré dans le plan 'dq' et par le biais de la commande en tension régulée par un régulateur de type Proportionnel-Intégral sous l'environnement Matlab/Simulink, il a été confirmé par les résultats de la simulation, l'efficacité et la bonne performance de la commande. Les performances du filtrage actif parallèle sont satisfaisantes puisque la tension du bus continu V_{dc} reste constante et que les courants de correction mesurés suivent parfaitement les courants de correction de références, et ceci en effectuant les compensations souhaitées et vis-à-vis d'éventuelles perturbations.

Le travail mérite d'être développé et consacré à une meilleure stabilisation de la tension du condensateur.

Il serait également intéressant d'étudier des FAP de grandes puissances, munis de topologies multiniveaux, afin de prendre en compte la réalité des réseaux industriels.

La pollution harmonique est un problème crucial, un avenir prometteur est réservé aux convertisseurs à absorption sinusoïdale et aux filtres actifs. Il faudrait sans doute homogénéiser les normes et pouvoir parler de standardisation.

On terminera cette conclusion, pour dire que le travail que nous avons fait reste dans le domaine des connaissances d'un master et permet de toucher un petit domaine de l'électronique de puissance.

Bibliographie

Bibliographie

[1] Djafar OULDABDESLAM

« Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension »

Thèse de Doctorat, université Haute-Alsace, 08/12/2005.

[2] Christophe PREVE

« Les réseaux électriques industriels 2 »

Edition Lavoisier, juin 2005.

[3] Eric BETTEGA; Jean Noël FIORINA

« Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs »

Schneider Electric cahier technique N°183, 2000.

[4] Arezki KIFOUCHE

« Identification des harmoniques et génération du courant de référence »

Mémoire de magister, université de Boumerdès, 2005.

[5] Éric LABOURE ; François COSTA; Lionel PICHON

« Compatibilité électromagnétique »

Cours DEA. Université Paris Sud – IUT et ENS de Cachan.

[6] Abdelmadjid CHAOUI

« Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires »

Thèse de Doctorat, université de Sétif, 05/10/2010.

[7] Salim MOUTTOU

« Nouvelles approches de commande d'un filtre actif parallèle à source de courant »

Thèse de doctorat présenté à l'université de QUEBEC à TROIS-RIVIERES octobre 2002.

[8] Sanae RACHKA

« Etude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution »

Thèse de doctorat présenté à l'université de QUEBEC à TROIS-RIVIERES avril 2002.

[9] Steve BEAULIEU

« Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique »

Thèse de doctorat présenté à l'université de QUEBEC à CHICOUTIMI mai 2007.

[10] Farid HAMOUDI

« Commande robuste d'un filtre actif shunt à quatre fils »

Mémoire de magister, université de BATNA, 01/07/2008.

[11] groupe CHAUVIN ARNOUX

« Harmoniques »

Fiche d'application, édition 1, 05/2009.

[12] Thierry DEFLANDRE, Philippe MAURAS

« Les harmoniques sur les réseaux électriques »

Edition EYROLLES, 1998.

[13] Shahram KARIMI

« Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage 'EPGA in the loop' : application au filtre actif parallèle »

Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, 26/01/2009

[14] Mohamed Muftah ABDUSALAM

« Structure et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales »

Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, 28/05/2008

[15] Aaron SARINANA TOLEDO

« Commande directe et observation des convertisseurs de puissance : application à l'onduleur de tension triphasé »

Thèse de doctorat, INP Grenoble, 28/11/2000.

[16] Nassar HANNA MANDALEK

« Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation »

Thèse de doctorat, université de Québec, 14/01/2003.

Annexe

Les séries de Fourier

1. Définition :

Tout signal s (de la variable t), périodique de période T et de pulsation $\check{S} = \frac{2f}{T}$, est décomposable en une série de fonctions sinusoïdales de pulsations h , avec h entier naturel, et d'amplitude déterminée sous la forme de l'expression (1).

2. Décomposition d'un signal périodique en série de Fourier :

Soit un signal $s(t)$, de période T , on associe une série de Fourier :

$$s(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cdot \cos(h\check{S}t) + \sum_{h=1}^{\infty} b_h \cdot \sin(h\check{S}t) \quad \dots(1)$$

Où a_0 est la composante continue du signal $s(t)$.

Les coefficients a_h et b_h sont les coefficients de Fourier.

Le terme de pulsation est appelé **fondamental**.

Les termes de pulsation h ($h \geq 2$) sont appelés **les harmoniques**.

3. Calcul des coefficients de Fourier :

Les coefficients a_h et b_h se calculent à l'aide des intégrales.

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \cos(h\check{S}t) dt$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \sin(h\check{S}t) dt$$

Si $s(t)$ est pair, tous les b_h sont nuls et $a_h = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} s(t) \cdot \cos(h\check{S}t) dt$

Si $s(t)$ est impair, tous les a_h sont nuls et $b_h = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} s(t) \cdot \cos(h\check{S}t) dt$

4. Spectre de Fourier d'un signal $s(t)$:

Il est commode de représenter les séries de l'amplitude c_h de l'harmonique de rang h , données par $c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$, par des graphes du type de la figure (I), où l'on porte en abscisse le rang h de l'harmonique (ou sa pulsation $h \check{S}$) et on trace verticalement un segment de hauteur c_h , égale à l'amplitude de l'harmonique.

Chacune des séries de segments obtenues constituent un spectre de fréquence du signal $s(t)$.

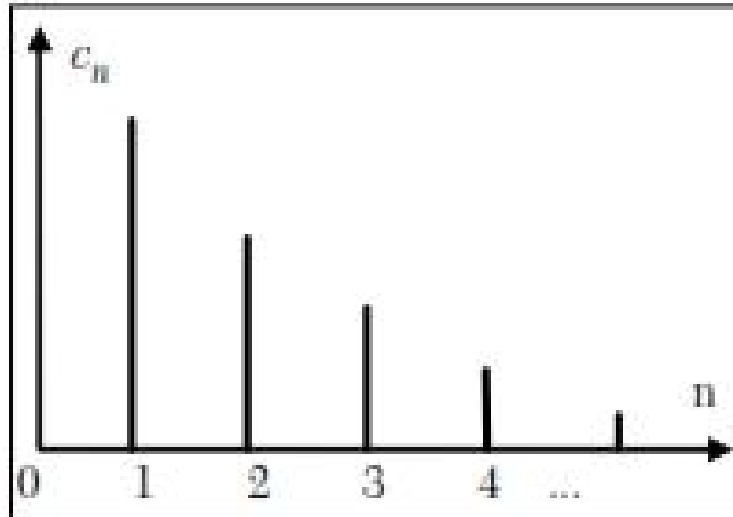


Figure I : spectre de Fourier d'un signal $s(t)$

Un spectre montre immédiatement l'importance relative des harmoniques.

Il est à remarquer que le spectre d'un signal sinusoïdal ne comporte évidemment qu'une seule raie à la fréquence de la sinusoïde (fondamentale).