

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

UNIVERSITE MOULOU MAMMERI DE TIZI-OUZOU  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE



# Mémoire



*De fin d'études*

En vue de l'obtention du diplôme de Master II en électrotechnique

Option : Machines électriques

*Thème*

*Filtrage actif des harmoniques de courants  
générés par un redresseur triphasé*

Proposé et dirigé par :

M<sup>r</sup> : AOUES Meziane

Etudié par :

M<sup>elle</sup> : LAKROUZ Rosa

M<sup>elle</sup> : ZBOUDJ Farida

*Promotion : 2010/2011*

# Remerciements

*C'est avec humilité et gratitude que nous reconnaissons ce que nous devons :*

*Nous commençons par remercier et rendre grâce à Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de mener à bon terme ce travail.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur M<sup>er</sup> : AOUES Meziane qui a su nous guider et nous orienter.*

*Nous remercions également les membres du jury qui nous ont fait l'honneur de juger notre travail.*

*Nous tenons aussi à remercier Mademoiselle Rahma KACHENOURA , Maitre-assistant chargée de cours à l'université Mouloud MAMMERRI de Tizi-Ouzou, pour avoir suivi avec beaucoup d'attention ce travail et pour les conditions très favorables qu'elle nous a procuré pour le mener à bien.*

*Enfin nous désirons exprimer nos remerciements à tous ceux qui, par leurs aides et encouragement, nous ont permis d'achever ce travail.*





# Dédicaces:

*Avec l'aide de Dieu le tout puissant est enfin achevé ce travail ;*

*lequel je dédie à toutes les personnes qui me sont chères ;*

*À ceux qui mon cœur depuis sa naissance ;*

*n'a pu éprouver qu'amour et reconnaissance ;*

*À ceux qui ont donné un sens à mon existence,  
en m'offrant une éducation digne de confiance ;*

*À ceux qui m'ont soutenu nuits et jours et durant tout mon  
parcours ;*

*À vous mes très chers parents ; Djouher, Amar*

*À mon très cher frère : Ali*

*À mes très chères sœurs : Zahía, Sadía, Hakíma, Dahbía,  
Fatíha, Malha*

*À YemmaDahbía*

*À mes neveux et nièces*

*À mes cousins*

*À mes très chers amis (es) surtout Nacéra, Fatíha.M, Fatíha.Z,  
Rosa, Lila, Tína*

*A mon binôme Rosa et toutes sa famille*

*À Tous les enseignants qui m'ont suivi au long de mon  
parcours éducatif.*

*À toute la promotion : 2010/2011*

*Farida*

A decorative border of white and pink flowers, including calla lilies and smaller blossoms, frames the text.

# Dédicaces:

*Avec l'aide de Dieu le tout puissant est enfin achevé ce travail ;  
lequel je dédie à toutes les personnes qui me sont chères ;*

*À ceux qui mon cœur depuis sa naissance ;  
n'a pu éprouver qu'amour et reconnaissance ;*

*À ceux qui ont donné un sens à mon existence,  
en m'offrant une éducation digne de confiance ;*

*À ceux qui m'ont soutenu nuits et jours et durant tout mon  
parcours ;*

*À vous mes très chers parents ; Merci pour tout.*

*À mes très chers frères : Hocine, Omar, Sofiane*

*À mes très chères sœurs : Karima et Nadia*

*À mes grands-mères*

*À mes neveux nièces : Juba et Danna*

*À mes très chers amis (es)*

*A mon binôme Farida et toutes sa famille*

*À Tous les enseignants qui m'ont suivi au long de mon  
parcours éducatif.*

*À toute la promotion : 2010/2011*

Rosa

## *Sommaire*

<i>Introduction générale.....</i>	<i>1</i>
<i>Chapitre I.....</i>	<i>5</i>
<i>Chapitre II.....</i>	<i>22</i>
<i>Chapitre III.....</i>	<i>37</i>
<i>Chapitre IV.....</i>	<i>46</i>
<i>Chapitre V.....</i>	<i>63</i>
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>88</i>
<i>Bibliographie.</i>	

# Introduction générale

## Introduction générale :

Le développement des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible de la pollution harmonique des réseaux électriques. La distorsion harmonique est générée par les charges non linéaires connectées au réseau et qui absorbent des courants non sinusoïdaux. Ces harmoniques de courant vont à leur tour générer des tensions harmoniques aux différents points de connexion au réseau. Pour les autres équipements électriques connectés en ces points, cette pollution harmonique a des effets nocifs. Parmi ces effets, on peut notamment citer la déformation de la tension réseau au point de raccordement alors que le distributeur d'énergie est tenu de fournir une tension propre. Cette pollution peut également conduire à l'échauffement des câbles et des équipements électriques ou bien encore à l'arrêt soudain de machines tournantes, voire à la destruction totale de tous ces équipements.

Pour diminuer ou supprimer ces perturbations et ainsi améliorer la qualité de l'énergie distribuée, plusieurs solutions existent :

- Positionner les charges polluantes en amont du réseau
- Regrouper les charges polluantes
- Séparer les sources.
- Utiliser des transformateurs à couplages particuliers
- Placer des inductances dans l'installation

Les solutions classiques d'élimination de pollution de réseau ne répondent plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger. L'utilisation de dispositifs de filtrage tels que les filtres passifs dits résonnants et/ou amortis peut ainsi empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent également être utilisés pour compenser la puissance réactive. Cependant, le filtrage passif pose certains problèmes : manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance du réseau, de la charge et résonance possible avec l'impédance du réseau et dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau.

Une autre solution consiste à mettre en œuvre un filtrage actif afin d'éviter les inconvénients des filtres passifs. Les filtres actifs de puissance sont basés principalement sur l'onduleur de tension. Le principe du filtrage actif est l'injection de courants de tensions

harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques de courants ou de tensions respectifs que l'on désire compenser. Ces filtres représentent une solution adéquate du fait que leur réponse est instantanée et s'adaptent automatiquement aux harmoniques à éliminer.

Pour palier aux inconvénients des solutions citées ci-dessus, il est nécessaire d'utiliser des filtres adaptés. Les filtres actifs sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, cette solution peut s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique sans apporter des modifications aux installations du fournisseur et du consommateur d'énergie.

Les filtres actifs parallèles sont essentiellement utilisés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs permettra aux fournisseurs d'énergie de les installer eux-mêmes. Ceci en vue d'amortir la propagation des harmoniques causées par résonances qui peuvent être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auront aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, coté réseau électrique.

Dans ce mémoire nous avons étudié le filtrage actif des harmoniques générés par un redresseur triphasé à diodes en pont de Greatz. Nous avons ensuite procédé à la simulation numérique, pour ce faire, le travail présenté est réparti en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les caractéristiques générales des perturbations électriques. Ainsi, nous avons détaillé les origines, les conséquences matérielles. Comme nous avons présenté les solutions récentes pour minimiser les harmoniques sur les réseaux électriques, ces solutions sont basées sur les filtres actifs.

Au second chapitre, nous avons fait l'étude du filtre actif shunt à structure tension et stratégie de commande.

Le troisième chapitre fait l'objet de l'étude de la commande par hystérésis modulée.

Au quatrième chapitre nous avons modélisé le système à simuler (l'ensemble réseau-charge polluante-filtre actif).

Le cinquième chapitre est consacré à l'interprétation des résultats de la simulation sous Matlab/Simulink de système réseau, charge et filtre actif shunt commandé par hystérésis conventionnelle et hystérésis modulée.

Nous terminerons par une conclusion générale.

# Chapitre I

## Sommaire

I.	Introduction :	11
II.	Caractéristiques des perturbations électriques :	11
II.1.	Déséquilibre du courant et de la tension :	12
II.1.1.	Origine du déséquilibre :	12
II.1.2.	Conséquences du déséquilibre :	12
II.2.	Perturbations harmoniques en courant et en tension :	15
II.2.1.	Interprétation des harmoniques :	15
II.2.2.	Charges linéaire et non-linéaire :	16
II.2.3.	Origine des harmoniques :	16
II.2.4.	Conséquences des harmoniques :	17
III.	Solutions de dépollution des réseaux électriques :	22
III.1.	Solutions de base :	22
III.1.1.	Positionner les charges polluantes en amont du réseau :	22
III.1.2.	Regrouper les charges polluantes :	22
III.1.3.	Séparer les sources :	23
III.1.4.	Utiliser des transformateurs à couplages particuliers :	23
III.1.5.	Placer des inductances dans l'installation :	24
III.2.	Le filtrage :	24
III.2.1.	Le filtre passif :	24
III.2.2.	Filtre hybride :	25
III.2.3.	Filtre actif :	26
IV.	Conclusion :	27

## **I. Introduction :**

La pollution des réseaux électriques est un phénomène qui existe depuis l'apparition du premier réseau électrique alternatif ou sinusoïdal, la forme sinusoïdale étant due à la forme d'onde des tensions générées par les alternateurs.

En effet, dès qu'il existe des éléments réactifs dans un circuit, il apparaît un déphasage entre la tension et le courant, ce qui induit une puissance réactive qui s'exprime par un échauffement lié au déplacement des courants circulants dans les éléments inductifs et capacitifs. Les appareils issus de l'électronique de puissance, allant des convertisseurs statiques jusqu'aux alimentations de secours génèrent actuellement une pollution harmonique absorbés par ces appareils.

Cette pollution a un effet direct sur le courant apparent qui tend à être augmenté pour faire passer la même puissance active, la seule exploitable énergétiquement.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons les caractéristiques générales des perturbations électriques. Ainsi, nous détaillerons les origines, les conséquences matérielles.

Dans une deuxième partie, nous présenterons des solutions pour immuniser les installations industrielles et les réseaux électriques contre la pollution harmonique.

## **II. Caractéristiques des perturbations électriques :**

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

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

## II.1. Déséquilibre du courant et de la tension :

### II.1.1. Origine du déséquilibre :

Un récepteur triphasé électrique qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau. Ceci est fréquent pour la réceptrice monophasée basse tension. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par la traction ferroviaire.

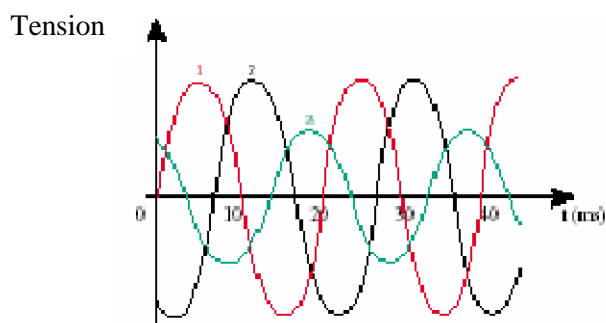


Figure (I.1) : Exemple du déséquilibre de tension

### II.1.2. Conséquences du déséquilibre :

Il est plus intéressant d'aborder le problème du déséquilibre par type d'équipement. Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés:

- ❖ Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage),
- ❖ Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

#### II.1.2.1. Variation ou fluctuation de la fréquence :

Les fluctuations de fréquence sont observées le plus souvent sur des réseaux non interconnectés ou des réseaux sur groupe électrogène. Dans des conditions normales

d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$  comme illustré sur la figure (I.2).

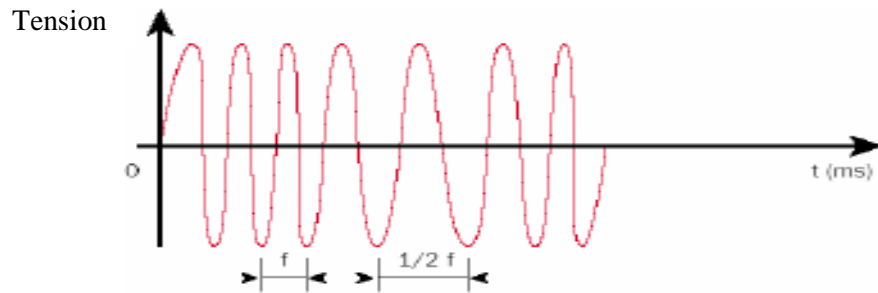


Figure (I.2): exemple de fluctuation de la fréquence

### II.1.2.2. Fluctuation de tension (flicker) :

Des variations rapides de tension, répétitives ou aléatoires (figure I.3), sont provoquées par des variations rapides de puissance absorbée ou produite par des installations telles que les soudeuses, fours à arc, éoliennes.

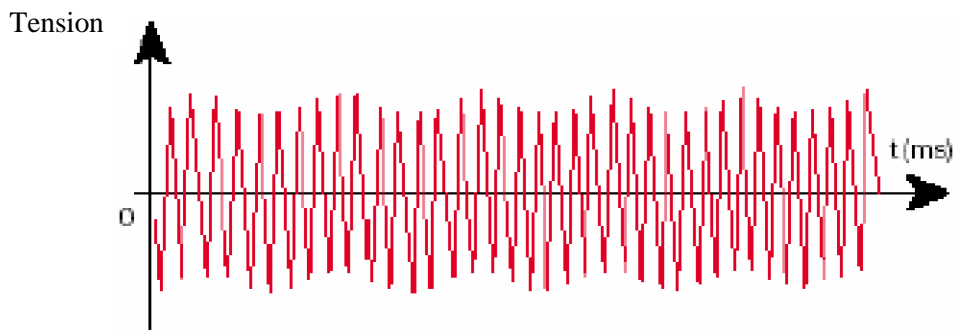
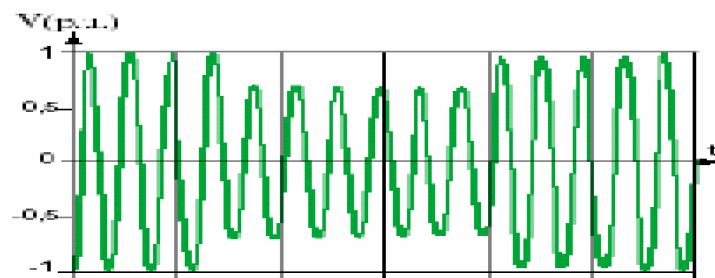


Figure (I.3): exemple de variation rapide de la tension

Ces fluctuations de tension peuvent provoquer un papillotement de l'éclairage (flicker), gênant pour la clientèle, même si les variations individuelles ne dépassent pas quelques dixièmes de pour-cent. Les autres applications de l'électricité ne sont normalement pas affectées par ces phénomènes, tant que l'amplitude des variations reste inférieure à quelque 10 %.

### **II.1.2.3. Creux de tension :**

Les creux de tension sont produits par des courts-circuits survenant dans le réseau général ou dans les installations de la clientèle (figure I.4). Seules les chutes de tension Supérieures à 10 % sont considérées ici (les amplitudes inférieures rentrent dans la catégorie des “fluctuations de tension”). Leur durée peut aller de 10 ms à plusieurs secondes, en fonction de la localisation du court-circuit et du fonctionnement des organes de protection (les défauts sont normalement éliminés en 0.1 - 0.2 s en HT, 0.2 s à quelques secondes en MT).



*Figure (I.4): Creux de tension*

Ils sont caractérisés par leurs: amplitude et durée et peuvent être monophasés ou triphasés selon le nombre de phases concerné.

Les creux de tension peuvent provoquer le déclenchement d'équipements, lorsque leur profondeur et leur durée excèdent certaines limites (dépendant de la sensibilité particulière des charges). Les conséquences peuvent être extrêmement coûteuses (temps de redémarrage se chiffrant en heures, voire en jours ; pertes de données informatiques ; dégâts aux produits, voire aux équipements de production...).

### **II.1.2.4. Bosses de tension :**

La bosse de tension est une augmentation de la tension au dessus de la tension nominale 1.1 p.u pour une durée de 0.5 cycle à 60 s. Elle est caractérisée par son amplitude et sa durée. Elle peut causer l'échauffement et la destruction des composants.

## II.2 .Perturbations harmoniques en courant et en tension :

### II.2.1. Interprétation des harmoniques :

Le concept d'harmonique est introduit au début du XIXème siècle par Joseph Fourier qui démontra que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoides de fréquences discrètes (équation 1.1).

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

La composante zéro  $I_0$  de la série dite de Fourier est la composante continue, la première composante de rang 1 ( $n=1$ ) est appelée composante fondamentale. Pour les systèmes raccordés à un réseau électrique stabilisé, la fréquence de la composante fondamentale est considérée comme étant fixe (50Hz en Europe, 60Hz aux Etats Unis). Pour un réseau de bord, la fréquence peut être variable (réseau aéronautique). Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang  $n$ , où  $n$  désigne le numéro de la composante (le rang 2 correspond au deuxième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence double).

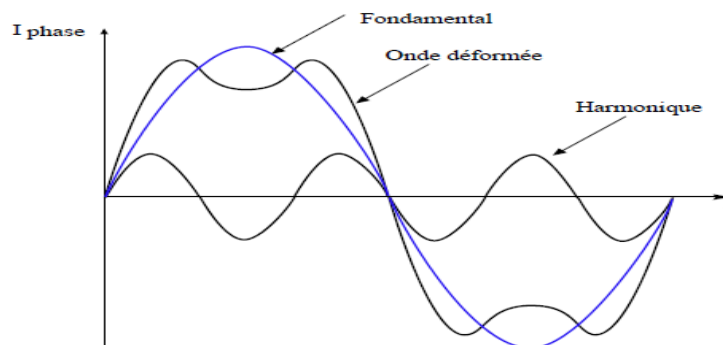


Figure (I.5) : Exemple d'harmonique

### II.2.2. Charges linéaire et non-linéaire :

Une charge est dite linéaire lorsque son impédance est constante, le courant qu'elle absorbe est alors sinusoïdal lorsque la tension est sinusoïdale.

Une charge est dite non linéaire lorsque son impédance varie au cours d'une même période, le courant qu'elle absorbe n'est pas sinusoïdal lorsque la tension est sinusoïdale.

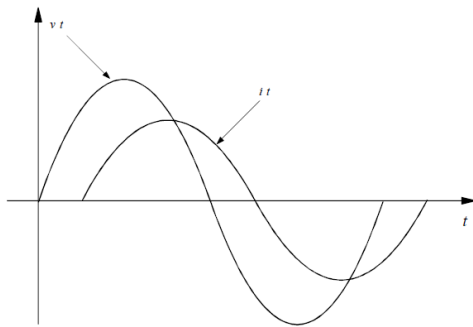


Figure (I.6): charge linéaire

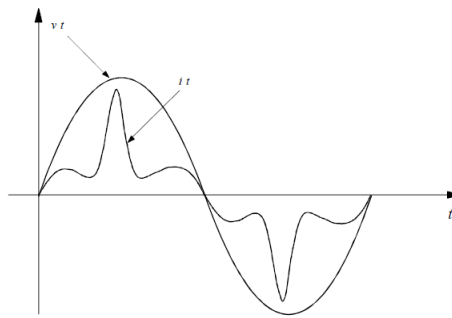


Figure (I.7): charge non linéaire

### II.2 .3. Origine des harmoniques :

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse, les fours à inducteur...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre).

## **II.2.4. Conséquences des harmoniques :**

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont :

### **II.2.4.1. L'échauffement :**

Les pertes totales par effet Joule  $p$ , causées par les harmoniques :

$$p = \sum_{n=1}^{\infty} R I_n^2 \quad (I.2)$$

Avec  $I_n$  le courant harmonique de rang  $n$  et  $R$  la résistance traversée par le courant  $I_n$ . Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

Le vieillissement des isolants est souvent dû à une contrainte en tension consécutive à la présence de la tension harmonique, et donc à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à l'échauffement exagéré dans les conducteurs.

### **II.2.4.2. L'interférence avec les réseaux de télécommunication :**

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable.

### **II.2.4.3. Les défauts de fonctionnements de certains équipements électriques :**

En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.

#### II.2.4.4. Le risque d'excitation de résonance :

Les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances du transformateur et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

##### a) le taux harmonique de rang n:

$$TH = \frac{I_n}{I_1} \quad (I.3)$$

Où  $I_n$  représente la composante harmonique de rang n,  $I_1$  représente la composante fondamentale.

##### b) le taux global de distorsion harmonique :

On caractérise généralement une perturbation harmonique par son taux de distorsion harmonique (THD) qui permet d'évaluer l'écart entre la forme de l'onde réelle et la forme de l'onde sinusoïdale pour un courant ou en tension. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamentale. On distingue :

- Taux de distorsion harmonique en courant  $THD_i$

Il ne dépend que des valeurs efficaces des courants de charge.

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \quad (I.4)$$

- Taux de distorsion harmonique en tension  $THD_v$

Il est fonction des courants harmoniques caractérisant la charge et l'impédance de court-circuit ( $Z_{cc}$ ).

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (I.5)$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la Normalisation.

c) **Influence des harmoniques sur le facteur de puissance :**

➤ **Définition :**

Une charge donnée soumise à une tension  $v(t)$  et traversée par un courant  $i(t)$ , consomme une puissance instantanée  $p(t)$  défini par :

$$P(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (I.6)$$

Si  $v(t)$  et  $i(t)$  sont périodiques de période  $T$ , la puissance moyenne (puissance active) consommée par cette charge est donnée par :

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (I.7)$$

La puissance  $P$  est exprimée en watts.

Dans le cas où  $v(t)$  et  $i(t)$  sont sinusoïdaux et déphasés de l'angle  $\varphi$ ,  $p$  est donnée par :

$$P = V \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (I.8)$$

Où  $V$  est la valeur efficace de la tension  $v(t)$  défini par :

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (I.9)$$

Où  $I$  est la valeur efficace de courant  $i(t)$  défini par :

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (I.10)$$

La puissance apparente  $S$  consommée par la charge est :

$$S = V \cdot I \quad (I.11)$$

La puissance  $S$  est exprimée en Voltampère (V.A).

En régime sinusoïdal on définit la puissance réactive  $Q$  exprimée en VAR par :

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

➤ **Calcul des puissances en régime périodique non sinusoïdal:**

En régime périodique non sinusoïdal, les décompositions en série de Fourier de la tension  $v(t)$  et du courant  $i(t)$  sont :

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \overline{2} \sin(n\omega t + \alpha_n) \quad (\text{I.13})$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \overline{2} \sin(n\omega t + \beta_n) \quad (\text{I.14})$$

En considérant Eqs.(1.13) et (1.14) Eq (1.6) devient :

$$P = V_0 I_0 + I_0 \sum_n V_n \overline{2} \sin(n\omega t + \alpha_n) + V_0 \sum_n I_n \overline{2} \sin(n\omega t + \beta_n) + \sum_n \sum_n 2V_n I_n \sin(n\omega t + \alpha_n) \sin(n\omega t + \beta_n) \quad (\text{I.15})$$

La valeur moyenne du premier terme est  $V_0 I_0$ , mais les valeurs moyennes des termes du deuxième et troisième élément sont nulles quelque soit n comme le montre l'équation :

$$\frac{1}{T} \int_0^T [\sum_n V_n \overline{2} \sin(n\omega t + \alpha_n)] dt = \frac{1}{T} \sum_n \int_0^T V_n \overline{2} \sin(n\omega t + \alpha_n) dt = 0 \quad (\text{I.16})$$

Quant aux termes du quatrième élément, ils sont différents de zéro si et seulement si,  $n = n'$ .

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T \sum_n \sum_{n'} 2V_n I_{n'} \sin(n\omega t + \alpha_n) \sin(n'\omega t + \beta_{n'}) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_n \sum_{n'} 2V_n I_{n'} \int_0^T \sin(n\omega t + \alpha_n) \sin(n'\omega t + \beta_{n'}) dt \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

Comme,

$$\sin(n\omega t + \alpha_n) \sin(n'\omega t + \beta_{n'}) = \frac{1}{2} [\cos[(n - n')\omega t + \alpha_n - \beta_{n'}] - \cos[(n + n')\omega t + \alpha_n + \beta_{n'}]] \quad (\text{I.18})$$

La valeur moyenne du quatrième élément sera ainsi donnée par :

$$\frac{1}{T} \int_0^T V_n I_{n'} [\cos(n - n')\omega t + \alpha_n - \beta_{n'}] - [\cos(n + n')\omega t + \alpha_n + \beta_{n'}]] dt \quad (\text{I.19})$$

Cette intégrale décomposable en deux intégrales du même type donne :

$$V_n I_{n'} \cos(\alpha_n - \beta_{n'}) = V_n I_{n'} \cos \varphi_n \quad \text{pour } (n=n') \quad (\text{I.20})$$

En posant  $(\beta_n - \alpha_n) = \varphi_n$  représentant le déphasage du courant harmonique de rang n par rapport à la tension harmonique de même rang, l'expression finale de la puissance moyenne (puissance active) devient :

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (\text{I.21})$$

Les termes de cette expression sont relatives à la composante continue et à chaque harmonique de rang n qui contribue à l'élaboration de la puissance active.

Le calcul de la puissance apparente S fait intervenir les expressions I et V données par :

$$I^2 = I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \quad \text{et} \quad V^2 = V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \quad (\text{I.22})$$

En appliquant le théorème de Parseval pour le calcul des différentes valeurs efficaces, on déduit S :

$$S = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (\text{I.23})$$

Le calcul de la puissance réactive peut être mené de la même façon que P et il conduit au résultat suivant :

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} V_n I_n \cos(\beta_n - \alpha_n + \frac{\pi}{2}) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (\text{I.24})$$

#### ➤ Le facteur de puissance :

La valeur du facteur de puissance définie par le rapport de la puissance active et la puissance apparente (P/S) est calculée à partir des expressions précédentes comme :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{(V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n)}{[\sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}] \quad (\text{I.25})$$

Dans le cas d'un réseau puissant délivrant une tension sinusoïdale de valeur efficace V à travers une impédance de court-circuit nulle, Eq (1.25) devient:

$$F = \frac{I_1 \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (\text{I.26})$$

Avec  $I_1$  la valeur efficace du fondamentale du courant et  $\varphi_1$  le déphasage entre la tension et le fondamentale du courant.

#### d) Facteur de distorsion :

C'est le rapport de la valeur efficace du fondamental par rapport à la valeur efficace de ce courant.

$$F_D = \frac{I_1}{I}. \quad (I.27)$$

Ce facteur de distorsion nous renseigne sur la puissance déformante engendrée par les harmoniques, il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

$F_D=1$  si le courant est parfaitement sinusoïdal.

### III. Solutions de dépollution des réseaux électriques :

Les solutions possibles pour atténuer les effets des harmoniques sont de deux natures différentes:

- Solution de base.
- Filtrage.

#### III.1. Solutions de base :

Pour limiter la propagation des harmoniques dans le réseau, des dispositions peuvent être prises et sont à observer en particulier dans le cas d'une nouvelle installation :

##### III.1.1. Positionner les charges polluantes en amont du réseau :

La perturbation harmonique globale croît lorsque la puissance de court-circuit diminue. En dehors de toute considération économique, il est donc préférable de connecter les charges polluantes le plus en amont possible.

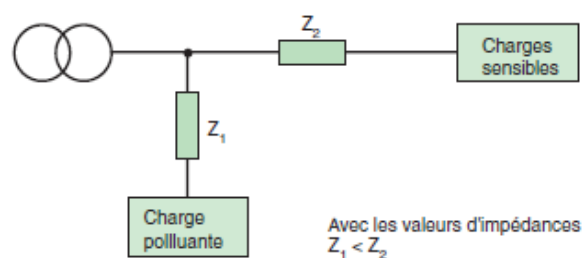


Figure (I.8) : Alimentation le plus en amont possible des charges non-linéaires (schéma conseillé).

##### III.1.2. Regrouper les charges polluantes :

Pour établir un schéma unifilaire, il convient de séparer les équipements perturbateurs des autres : en pratique, alimenter les charges polluantes et non polluantes par des jeux de barres différents.

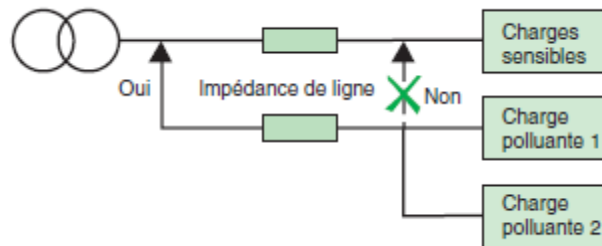


Figure (I.9): Regroupement des charges non-linéaires et alimentation le plus en amont possible, (schéma conseillé).

### III.1.3. Séparer les sources :

Dans la lutte contre les harmoniques, une amélioration supplémentaire est obtenue en réalisant une alimentation par transformateur séparé, selon le schéma de principe suivant.

L'inconvénient de cette solution est l'augmentation du coût de l'installation.

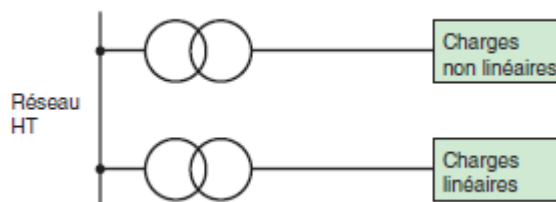


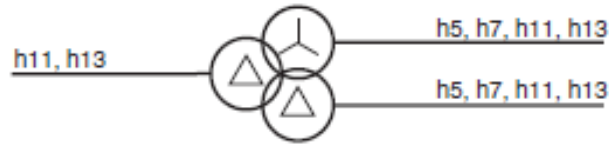
Figure (I.10): Alimentation des charges polluantes par un transformateur séparé.

### III.1.4. Utiliser des transformateurs à couplages particuliers :

L'effet de couplage de transformateurs permet la suppression de certains rangs d'harmoniques. En fonction des types de couplages différents rangs d'harmoniques sont arrêtés :

- un couplage Y arrête les harmoniques de rangs 5 et 7 (voir la figure suivante).
- un couplage Y arrête les harmoniques de rang 3.

- un couplage  $Z$  arrête les harmoniques de rang 5.



*Figure (I.11): L'utilisation d'un transformateur  $Y$  stoppe la propagation des harmoniques de rangs 5 et 7 vers l'amont du réseau.*

### III.1 .5.Placer des inductances dans l'installation :

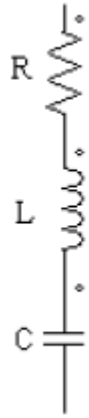
Dans le cas d'alimentation de variateurs de vitesse, il est possible de lisser le courant en mettant en place des inductances de ligne. Et l'augmentation de l'impédance du circuit d'alimentation limite le courant harmonique. La mise en place de selfs anti-harmoniques sur les batteries de condensateurs augmente l'impédance de l'ensemble self et condensateur pour les harmoniques de rangs élevés. Cela évite le phénomène de résonance et protège les condensateurs.

### III.2. Le filtrage :

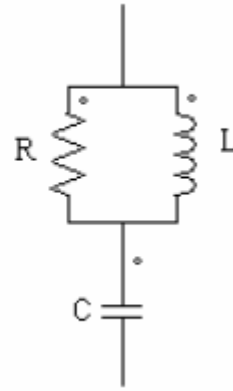
Dans le cas où les actions préventives ci-dessus sont insuffisantes, il est nécessaire d'équiper l'installation polluée de dispositif de filtrage, ce dernier consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue :

#### III.2.1. Le filtre passif :

Le principe du filtrage passif consiste à dériver le courant harmonique dans une faible impédance placée en parallèle avec la charge polluante. Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés : le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut.



Figure(I.12) : Filtre passif résonnant



Figure(I.13) : Filtre passif amorti

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

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

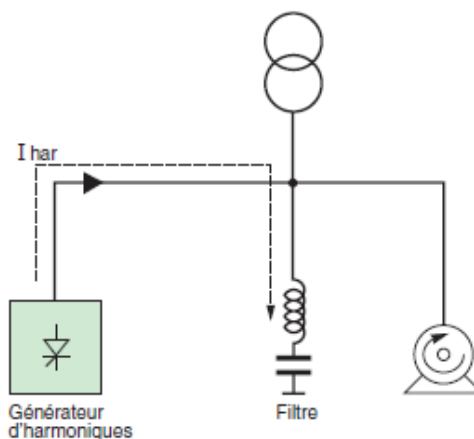


Figure (I.14) : Principe d'utilisation d'un filtre passif.

### III.2.2.Filtre hybride :

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de

l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT.

De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs.

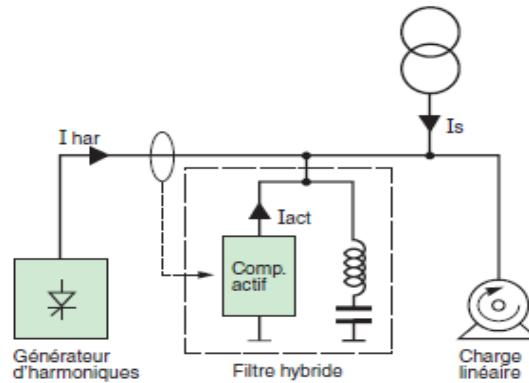


Figure (I.15) : Principe d'utilisation d'un filtre hybride.

### III.2.3. Filtre actif :

Ce sont des systèmes électroniques de puissance installés en série ou en parallèle avec la charge non-linéaire, visant à compenser soit les tensions harmoniques, soit les courants harmoniques générés par la charge. La figure suivante donne un exemple de filtre actif parallèle compensant le courant harmonique ( $I_{har} = -I_{act}$ ). Le filtre actif réinjecte en opposition de phase les harmoniques présents sur l'alimentation de la charge, de telle sorte que le courant de ligne  $I_s$  soit sinusoïdal.

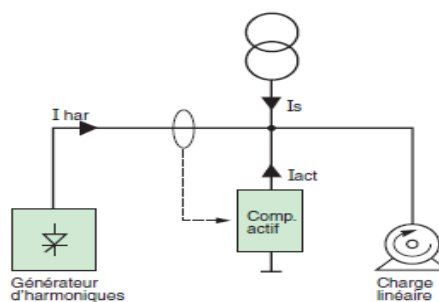


Figure (I.16) : Principe d'utilisation d'un filtre actif.

#### **IV. Conclusion :**

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges sur le réseau électrique. Lorsque la forme d'onde n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de la charge raccordée sur le réseau.

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types des perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations, différentes solutions de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques (de base) ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème ; les technologies mises en œuvre, telles que le filtrage, sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance, ces solutions peuvent être installées pour compenser toutes les perturbations de courant telles que les harmoniques, les déséquilibres ainsi que pour compenser de la puissance réactive.

Dans l'objectif d'améliorer la qualité et la fiabilité de l'énergie électrique des méthodes nouvelles basées sur les filtres actifs sont étudiées dans le chapitre suivant.

# Chapitre II

## Sommaire

I.	Introduction :	30
II.	Filtre actif :	30
II.1.	Principe du filtre actif :	30
II.2.	Structure générale d'un filtre actif :	31
II.3.	Les types du filtre actif :	31
II.3.1.	Filtre actif série :	31
II.3.2.	Filtre actif parallèle:	31
II.3.3.	Les structures hybrides :	32
III.	Filtre actif shunt et stratégies de commande :	34
III.1.	Structure générale d'un filtre actif parallèle :	35
III.2.	Etude de la partie puissance :	36
III.2.1.	Onduleur de tension :	36
III.2.2.	Circuit du stockage d'énergie :	36
III.2.3.	Le filtre de sortie :	37
III.3	Etude de la partie contrôle-commande :	38
III.3.1.	Identification des courants de référence :	38
III.3.2.	Poursuite des courants de référence :	39
III.3.3.	Régulation de la tension continue :	41
IV.	Conclusion :	43

## I. Introduction :

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques, ces derniers incluent des composants actifs : transistors MOS (MetalOxideSemiconductor), amplificateurs, interrupteurs électroniques...

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons introduire les principales structures, proposées dans la littérature, à savoir la structure générale d'un filtre actif et leur type. Dans la deuxième partie nous aborderons une structure de filtre actif parallèle, Cette solution permet d'empêcher, sans entraîner d'effets secondaires, les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

## II. Filtre actif :

### II.1. Principe du filtre actif :

Le principe du filtre actif consiste à générer des harmoniques en opposition de phase à ceux existant sur le réseau. Ceci peut être schématisé sur la figure (3.1). Alors que le courant absorbé par la charge polluante est non sinusoïdal, le courant créé par le filtre actif est injecté sur le réseau pour que le courant absorbé par ce dernier soit sinusoïdal.

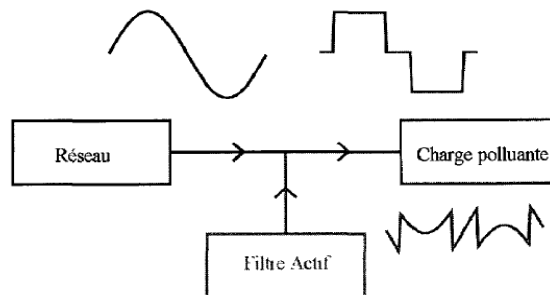


Figure (II.1) :schéma du principe d'un filtre actif.

## II.2. Structure générale d'un filtre actif :

Un filtre actif est composé de quatre parties comme le montre la figure (II.2). La partie puissance est constituée d'un circuit de stockage d'énergie, d'un onduleur destiné à répartir le courant dans les différentes phases et un filtre d'entrée destiné à réaliser l'interface entre le réseau et l'onduleur. La partie contrôle tient compte du circuit de stockage d'énergie, du filtre d'entrée et des harmoniques sur le réseau et permet d'actionner le circuit onduleur.

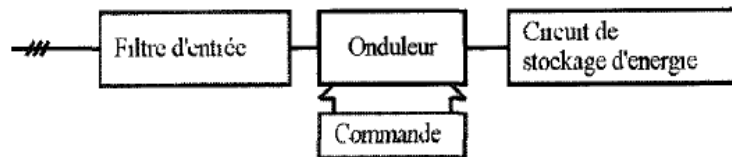


Figure (II.2) : structure générale d'un filtre actif.

## II.3. Les types du filtre actif :

### II.3.1. Filtre actif série :

Le filtre actif série se comporte dans ce cas comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale.

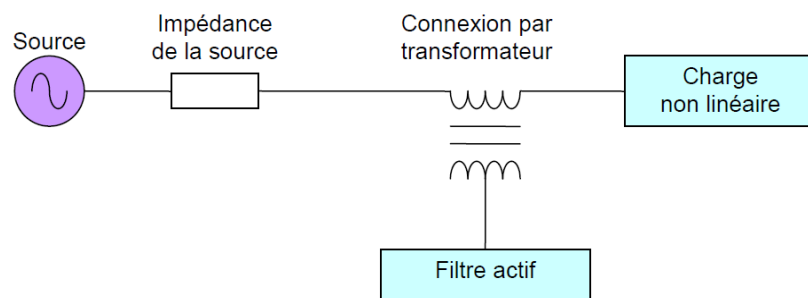


Figure (II.3) : filtre actif en structure série.

### II.3.2. Filtre actif parallèle:

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher

les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

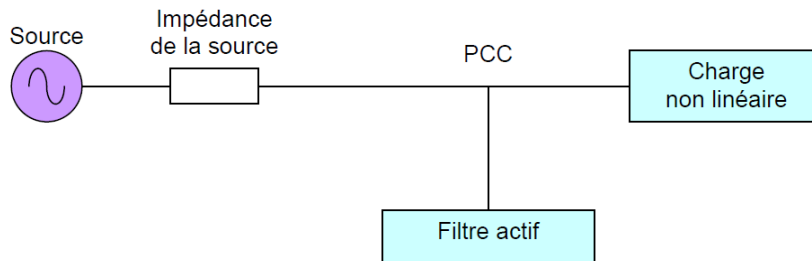


Figure (II.4): filtre actif en structure shunt

### II.3.3. Les structures hybrides :

Des structures hybrides ont été développées pour combiner les effets des FAS et des FAP. Ces structures permettent à la fois de compenser la tension de charge et le courant du réseau indépendamment.

#### II.3.3.1. La combinaison filtre actif parallèle-série(UPQC) :

La figure (3.5) illustre l'association de deux filtres actifs parallèle et série, également appelée « Unified Power QualityConditioner » (UPQC). Cette structure bénéficie des avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale.

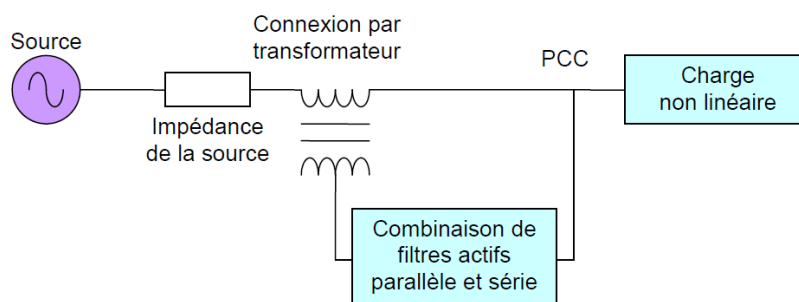


Figure (II.5) : Combinaison parallèle-série de filtres actifs

### II.3.3.2. La combinaison de filtres actifs séries et de filtres passifs parallèles :

Pour réduire la complexité de la combinaison de filtres présentée précédemment, le filtre actif série, qui constitue une haute impédance pour les harmoniques de hautes fréquences, est accompagné par un filtre passif parallèle. Cette combinaison, représentée par la figure (II.6), permet une amélioration sur les caractéristiques d'un ensemble de filtres actifs et l'extension de leurs capacités à inclure la réduction des harmoniques de courant et l'élimination des harmoniques de tension. Cette configuration n'a cependant pas encore été étudiée profondément du fait d'un manque d'intérêt pour les filtres actifs séries.

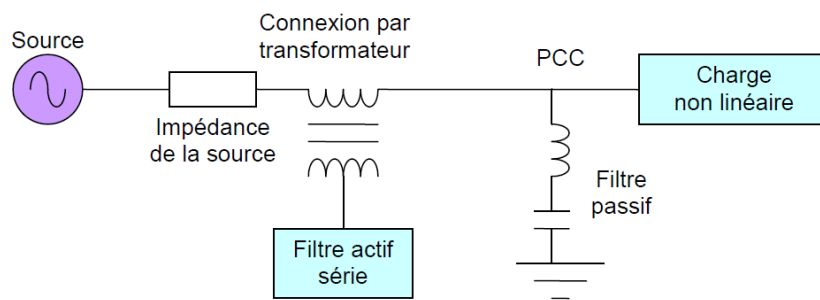


Figure (II.6) : Filtre actif série et filtre passif parallèle.

### II.3.3.3. Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (II.7), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible.

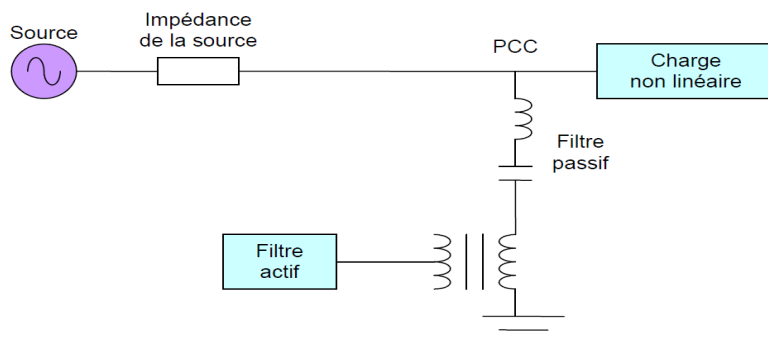


Figure (II.7) : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

#### II.3.3.4. La combinaison de filtres parallèles actif et passif:

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure (II.8), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences. Le principal défaut de cette technique est qu'elle contient trop de composants de puissance, en particulier pour le filtre passif.

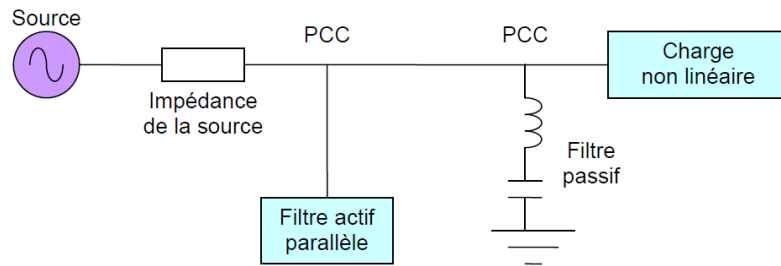


Figure (II.8) : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

### III. Filtre actif shunt et stratégies de commande :

Les Filtres Actifs Parallèles (FAPs) se sont révélés être des techniques efficaces pour la compensation des composantes harmoniques. Ces filtres cherchent à identifier les composantes harmoniques afin de les réinjecter efficacement dans le réseau électrique en opposition de phase. Ils sont également capables de corriger le facteur de puissance et de compenser l'éventuel déséquilibre d'un système triphasé. De plus, les FAPs peuvent être insérés aisément dans les installations existantes de distribution électrique sans nécessiter de grandes modifications. Reconnus pour leur facilité de mise en œuvre, pour leur robustesse et leur fiabilité, ils représentent aujourd'hui la technique la plus largement employée pour dépolluer les systèmes électriques. Nous distinguons deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant. Dans cette étude, théorique, nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension.

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

La structure générale d'un FAP triphasé de type tension est présentée par la Figure (II.9) où l'on distingue:

- La partie puissance
- La partie contrôle commande

La partie puissance est généralement constituée d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, d'un circuit de stockage d'énergie (souvent capacitif) et d'un filtre de sortie du premier ordre.

La partie contrôle-commande est composée :

- de la méthode d'identification des courants perturbés.
- du système à base de PLL qui sera intégré dans la méthode d'identification des courants.
- de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
- de la commande de l'onduleur de tension.

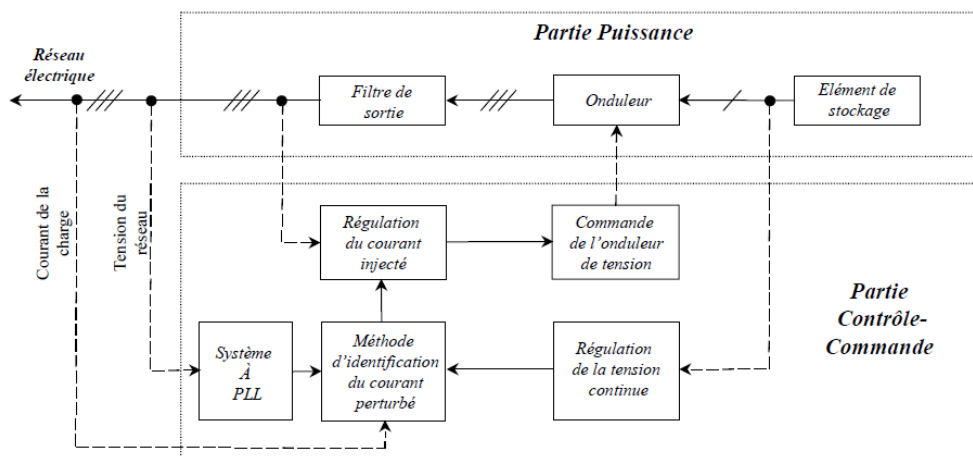


Figure (II.9) : Structure générale du filtre actif parallèle.

Cette étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux

global de distorsion harmonique (THD) est bien adapté pour qualifier le degré de pollution harmonique sur le réseau électrique.

### III.2. Etude de la partie puissance :

#### III.2.1. Onduleur de tension :

L'onduleur utilisé par le FAP est un onduleur triphasé à structure de tension. Ce dernier est représenté par la Figure (II.10) et se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Dans la pratique, chaque interrupteur est un transistor IGBT et d'une diode de roue libre. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L, R) qui permet de connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés (trois cellules universelles), il suffit de décaler d'un tiers de période ( $T/3$ ) les commandes relatives des trois bras.

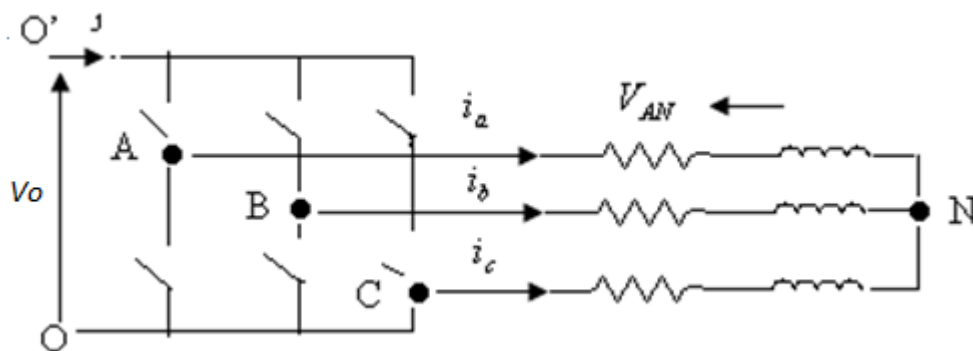


Figure (II.10) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

#### III.2.2. Circuit du stockage d'énergie :

Le stockage de l'énergie est réalisé côté continu à l'aide d'un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur  $C$  jouant le rôle d'une source de tension continue. Le choix des paramètres du système de stockage ( $V_0$  et  $C$ ) a une influence directe sur la dynamique du FAP et sur ses performances de compensation. D'une part, une tension  $V_0$  élevée améliore la dynamique du FAP. D'autre part, les ondulations de la tension

continue  $V_0$ , causées par les courants engendrés par le FAP et limitées par le choix de la valeur de  $C$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du FAP. Une valeur élevée de  $C$  réduit les ondulations de  $V_0$  mais augmente le coût et la taille du FAP. Sachant que l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la marge de commandabilité du FAP et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue  $V_0$  doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité de l'onduleur.

### III.2.3. Le filtre de sortie :

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, ce dernier est dimensionné afin de satisfaire deux critères :

- assurer la dynamique en courant, définie par :

$$\frac{dI_{h\_ch}}{dt} = \frac{dI_{inj}}{dt} \quad (II.1)$$

Avec  $I_{h\_ch}$  le courant harmonique de la charge et  $I_{inj}$  le courant du filtre actif.

- empêcher la propagation sur le réseau électrique des harmoniques générés par les commutations :

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature. Il est composé d'une inductance  $L$  comportant une résistance interne  $R$ . Une valeur relativement faible de  $L$  permet d'obtenir une bonne dynamique du FAP en satisfaisant l'égalité. Cependant, une faible valeur de  $L$  permet à la majorité des harmoniques, induits par les commutations, de passer du côté réseau et d'affecter ainsi les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de  $L$  empêche ces harmoniques de se propager sur le réseau électrique mais nécessite une tension  $V_0$  plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif. Pour limiter la propagation de ces harmoniques, un filtre passif auxiliaire peut être ajouté à la sortie de l'onduleur ou en amont (côté réseau) pour absorber ces harmoniques liés au découpage.

### III.3 Etude de la partie contrôle-commande :

La partie contrôle d'un FAP réalise trois fonctions principales :

- l'identification des courants de référence,
- la poursuite des courants de référence,
- la régulation de la tension continue.

#### III.3.1. Identification des courants de référence :

##### III.3.1.1. Généralités sur les méthodes d'identification :

La qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, un système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmoniques sont mal identifiés. Pour cette raison, de nombreuses méthodes d'identification ont été développées. Elles peuvent être regroupées selon deux familles d'approche :

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

➤ La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et reposant sur la transformée de Park, a été proposée. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.

### **III.3.1.2. Principe de fonctionnement de la méthode de détection synchrone :**

La compensation étant globale, les courants du filtre actif doivent comporter tous les harmoniques en opposition de phase de la charge non-linéaire. Pour identifier ces harmoniques, on utilise la méthode de détection synchrone, cette méthode repose sur la transformée de Park, elle est bien adaptée aux cas de charges dont le contenu harmonique est sujet à des variations rapides. Pour extraire tous les harmoniques du courant de la charge non-linéaire  $i_c$ , on se place dans le référentiel  $dq$  tournant à la fréquence fondamentale .

A partir d'une PLL qui fournit les signaux  $\sin(\omega t)$  et  $\cos(\omega t)$ , on fait subir à  $i_{c,1,2,3}$  la transformée du Park correspondante, on obtient deux grandeurs  $i_{cd}$  sur l'axe d et  $i_{cq}$  sur l'axe q. Chacune de ces grandeurs comprend une composante continue ( $I_{cd}, I_{cq}$ ) et une composante alternative ( $\check{i}_{cd}, \check{i}_{cq}$ ), la composante continue correspond au courant fondamentale tandis que la composante alternative correspond à tous les harmoniques. Il suffit donc d'extraire la composante continue grâce à un filtre passe-bas et en la soustrayant à la composante globale de Park puis on appliquant la transformée du Park inverse pour obtenir tous les harmoniques  $i_{ch}$  du courant  $i_c$ .

### **III.3.2. Poursuite des courants de référence :**

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

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

Et pour notre étude, on se basera sur la commande par hystérésis.

## ➤ Contrôle des courants par hystérésis :

Ce type de contrôle non linéaire utilise le signal d'erreur entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis ( $B_h$ ). Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un nouvel ordre de commande est envoyé aux semi-conducteurs de manière à maintenir le courant réel à l'intérieur de la bande.

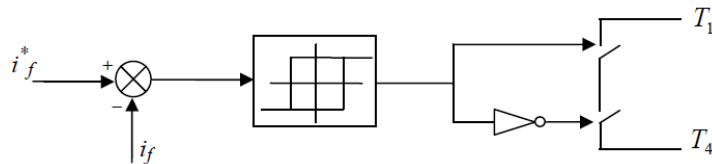
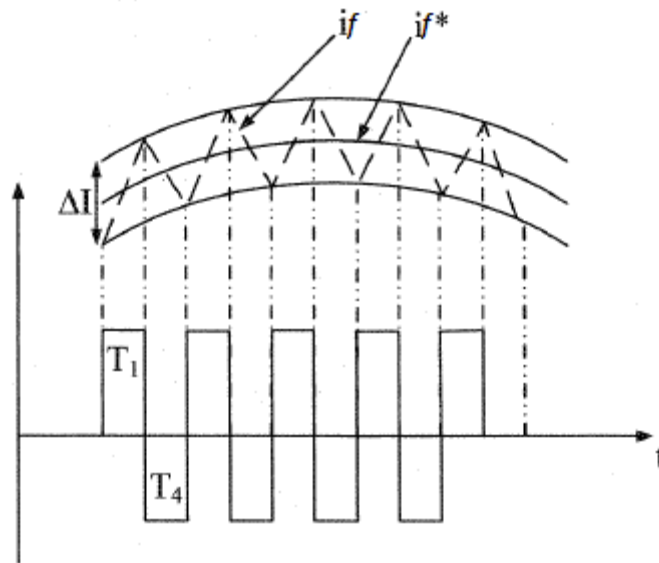


Figure (II.11): Principe du contrôle par hystérésis

Le seul paramètre intervenant dans la régulation est la largeur de la bande d'hystérésis. Elle détermine, d'une part la fréquence moyenne de la commutation et d'autre part l'erreur sur les courants générés. Le contrôle du courant par hystérésis est simple à mettre en œuvre et donne de bons résultats en régulation, puisqu'on n'a ni erreur statique ni erreur de poursuite. La commande est robuste vis-à-vis des paramètres du système et présente de bonnes dynamiques en régime transitoire. La bande permet de limiter l'amplitude des oscillations du courant de sortie. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les applications d'onduleurs contrôlés en courant dans les filtres actifs de puissance. Le principe de la commande des interrupteurs est illustré dans la figure ci-dessous :



Figure(II.12) : Commande des interrupteurs par hystérésis

### III.3.3. Régulation de la tension continue :

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne  $V_0$  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  $L_f$ .
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

Pour que cette tension  $V_0$  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.

#### ➤ Régulateur proportionnel :

En régime permanent les courants de référence ne contiennent pas de composante fondamentale et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple gain est suffisant et pour filtrer les fluctuations de  $V_0$ , nous proposons d'ajouter un filtre passe-bas du premier ordre en sortie du régulateur. Dans notre travail, nous

avons choisi le régulateur ci-dessous pour réguler la tension du condensateur  $V_0$  à sa valeur de consigne  $V_0^*$ :

$$K(s) = \frac{K_r}{1 + \tau_c s} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$K_r$ : Gain du régulateur.

$\tau_c$ : Constant de temps.

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

$$P_c = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C \cdot V_0^2 \right) \quad (\text{II.3})$$

Soit après la transformation de Laplace :

$$P_c(s) = \frac{1}{2} C \cdot s \cdot V_0^2(s) \quad (\text{II.4})$$

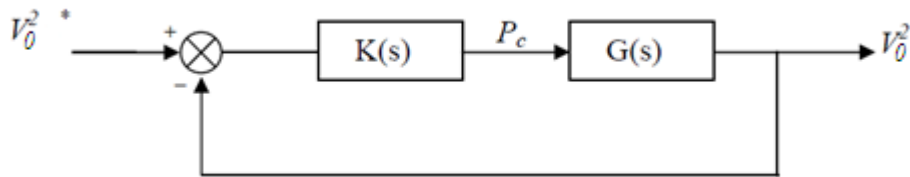


Figure (II.13) : Schéma fonctionnel de la régulation de  $V_0$  avec le régulateur proportionnel.

Le terme  $G(s)$  de la figure (II.13) a pour expression :

$$G(s) = \frac{2}{C \cdot s} \quad (\text{II.5})$$

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

$$F(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta_c s + \omega^2} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$\zeta_c = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{C}{K_c \cdot \tau_c}} \quad \omega = \sqrt{\frac{2K_c}{C \tau_c}}$$

## IV. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté les différentes topologies et les éléments constitutifs d'un FAP triphasé à structure tension. Ce FAP permet de compenser les harmoniques de courant générés par des charges non-linéaires, connectées à un réseau électrique à trois fils.

Nous avons ensuite successivement étudié chacun des éléments de la partie contrôle du FAP :

- l'identification des courants de référence;
- la poursuite des courants de référence;
- la régulation de la tension continue.

De même, pour la partie puissance, nous avons étudié le dimensionnement de l'onduleur, de l'élément de stockage et du filtre de sortie.

Dans ce chapitre également nous avons étudié la méthode de détection synchrone qui repose sur la transformé de Park, pour identifier les courants perturbés.

Comme nous avons choisi la méthode dite « hystérésis » pour poursuivre les courants de référence. Cette méthode permet de maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence.

Au chapitre suivant, nous allons étudier le contrôle par hystérésis modulée du filtre actif parallèle.

# Chapitre III

## Sommaire

I.	Introduction : .....	45
II.	Contrôle conventionnel par hystérésis : .....	46
III.	Contrôle des courants par la méthode dite " <i>hystérésis modulée</i> " : .....	50
IV.	Conclusion : .....	53

### I. Introduction :

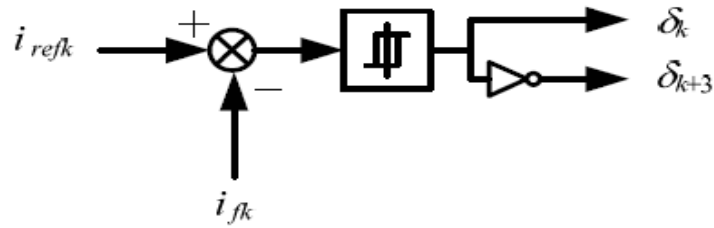
La commande par hystérésis est excellente dans la mesure où elle assure une bonne réponse de l'onduleur vis-à-vis des changements rapides des courants de référence, puisque les comparateurs à hystérésis ont une inertie et un retard négligeables.

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du filtre actif lorsque l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée *fourchette* ou *bande d'hystérésis*. Cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase. Dans ce cas, la fréquence de commutation ne peut être déterminée mais plutôt estimée. Dans notre étude (FAP), si l'erreur du courant généré se situe à l'intérieur de la bande, pas de réaction enregistrée de la part de la commande ; si l'erreur est trop élevée, la commande est positive et entraîne l'interrupteur à la fermeture. Par conséquent, la tension générée est supérieure ou égale à zéro, condition nécessaire pour l'accroissement du courant. Analogiquement, lorsque le courant de sortie est trop élevé, ceci incite l'interrupteur à l'ouverture, donc la tension à être inférieure ou égale à zéro et ainsi le courant à décroître.

L'interaction entre les trois phases de l'onduleur constituant le filtre actif est un inconvénient. En effet, si la commande est positive dans l'une des phases dont l'objectif d'accroître le courant, la tension s'accroît également sur cette phase, tandis qu'elle diminue dans les deux autres phases. Ceci peut être préjudiciable pour le contrôle du courant sur les deux autres phases.

## II. Contrôle conventionnel par hystérésis :

La commande conventionnelle par hystérésis est très couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation 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 (III.1) expose son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence  $i_{refk}$  et le courant produit par l'onduleur  $i_{fk}$ . 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(III.1) :contrôle conventionnel par hystérésis

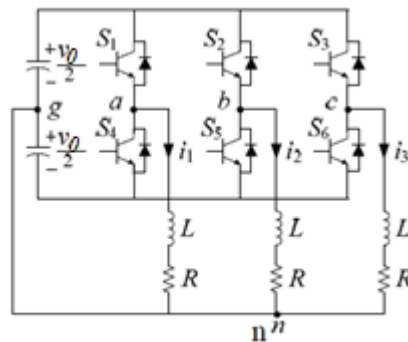
Soit un onduleur triphasé connecté à une charge triphasée  $RL$ , comme l'illustre la figure (III.2). Pour simplifier l'analyse, on suppose que le neutre de la charge est connecté au point milieu  $g$  de la source continue. Quand l'interrupteur  $S_1$  est à l'état passant ( $S_4$  est à l'état bloqué), la tension  $v_{an}$  est positive; ainsi, le courant  $i_1$  croît (voir la figure (III.3) à partir du point 1). Ensuite, lorsque le courant  $i$  atteint la bande supérieure au point 2, l'interrupteur  $S_1$  est commandé à l'ouverture. A partir de cet instant, la tension  $v_{an}$  est négative, ainsi le courant de charge décroît et croise la bande inférieure au point 3.

Les équations suivantes peuvent être respectivement écrites dans les intervalles de commutation  $t_1$  et  $t_2$ :

$$Ri_1^+ + L \frac{di_1^+}{dt} = \frac{v_0}{2} \quad (\text{III.1})$$

$$Ri_1^- + L \frac{di_1^-}{dt} = -\frac{v_0}{2} \quad (\text{III.2})$$

Avec  $i_1^+$  et  $i_1^-$  représentant le courant de la charge  $i_1$  selon l'intervalle considéré, respectivement,  $t_1$  et  $t_2$  :



Figure(III.2) :Onduleur triphasé de tension débitant dans une charge  $RL$

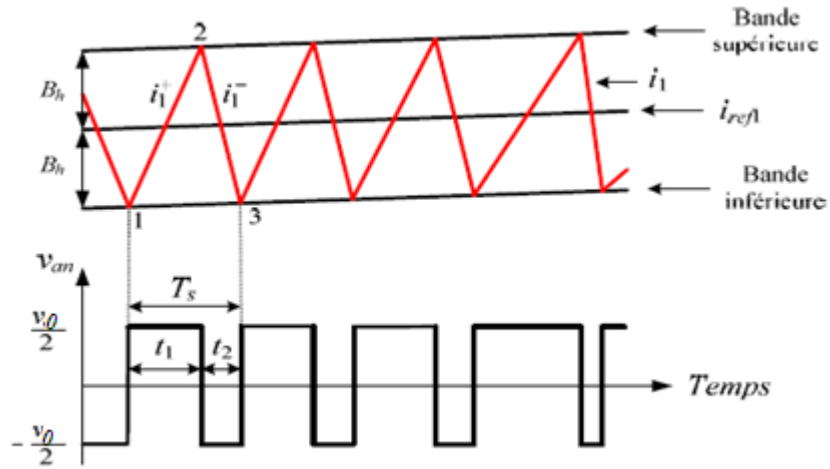


Figure (III.3) :Le courant et la tension de la phase a générés par la méthode hystérésis

Considérant la figure (III.3), on peut écrire :

$$\frac{di_1^+}{dt} t_1 - \frac{di_{ref1}}{dt} t_1 = 2B_h \quad (III.3)$$

$$\frac{di_1^-}{dt} t_2 - \frac{di_{ref1}}{dt} t_2 = -2B_h \quad (III.4)$$

$$t_1 + t_2 = T_s \frac{1}{f_s} \quad (III.5)$$

Avec  $f_s$  la fréquence de commutation des interrupteurs. A partir des équations (III.3), (III.4) et (III.5), on peut écrire :

$$\frac{di_1^+}{dt} t_1 + \frac{di_1^-}{dt} t_2 - \frac{1}{f_s} \frac{di_{ref1}}{dt} = 0 \quad (III.6)$$

En soustrayant (III.3)   (III.4), on obtient :

$$\frac{di_1^+}{dt} t_1 - \frac{di_1^-}{dt} t_2 - (t_1 - t_2) \frac{di_{ref1}}{dt} = 4B_h \quad (III.7)$$

Pour de faibles valeurs de la bande d'hystérésis  $B_h$ , les courants  $i_1^+$  et  $i_1^-$  peuvent être approximés par  $i_1$  alors que leurs dérivées  $di_1^+/dt$  et  $di_1^-/dt$  ne peuvent pas être par  $di_{ref1}/dt$ . Considérant cette approximation et en combinant les équations (III.1), (III.2) et (III.7), on obtient :

$$\frac{t_1}{L} \left( \frac{v_0}{2} - Ri_1 \right) - \frac{t_2}{L} \left( \frac{v_0}{2} + Ri_1 \right) - \frac{m}{f_s} = 0 \quad (\text{III.8})$$

Où  $m$  représente la pente du courant de référence, soit  $m = \frac{di_{ref1}}{dt}$

L'équation (III.8) peut être simplifiée comme suit:

$$(t_1 - t_2) = \frac{2L}{v_0 f_s} \left( \frac{Ri_1}{L} + m \right) \quad (\text{III.9})$$

A partir des équations (III.2), (III.3), (III.8) et (III.9), on peut écrire :

$$4B_h = \frac{t_1}{L} \left( \frac{v_0}{2} - Ri_1 \right) + \frac{t_2}{L} \left( \frac{v_0}{2} + Ri_1 \right) - \frac{2Lm}{v_0 f_s} \left( \frac{Ri_1}{L} + m \right) \quad (\text{III.10})$$

En utilisant l'équation (III.5), l'équation (III.10) devient :

$$4B_h = \frac{v_0}{2f_s L} - \frac{Ri_1}{L} (t_1 - t_2) - \frac{2Lm}{v_0 f_s} \left( \frac{Ri_1}{L} + m \right) \quad (\text{III.11})$$

En remplaçant l'équation (III.9) dans l'équation (III.11) l'expression suivante peut être établie:

$$4B_h = \frac{v_0}{2f_s L} \left[ 1 - \frac{4L^2}{v_0^2} \left( \frac{Ri_1}{L} + m \right)^2 \right] \quad (\text{III.12})$$

A partir de l'équation (3.12), nous obtenons :

$$f_s = \frac{v_0}{8B_h L} \left[ 1 - \frac{4L^2}{v_0^2} \left( \frac{Ri_1}{L} + m \right)^2 \right] \quad (\text{III.13})$$

Selon (III.13), il apparaît que la fréquence de commutation n'est pas fixée lorsque seule la largeur de la bande d'hystérésis est fixée. Pour avoir une fréquence de commutation fixe, la part variable de (III.13) doit être maintenue constante et égale à  $K_h^2$  avec  $K_h$  une constante positive, soit :

$$\frac{Ri_1}{L} + m = K_h \quad (\text{III.14})$$

Afin de résoudre ce problème de maîtrise des fréquences de commutation, différentes solutions ont été proposées. On peut notamment citer les méthodes dites "hystérésis à bande variable" ou "hystérésis modulée". Nous avons choisi la méthode dite "hystérésis modulée" pour poursuivre les courants de référence. 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

contrôleur (amplitude du signal triangulaire( $A_t$ ) et largeur de la bande d'hystérésis ( $B_h$ ) sont correctement dimensionnés et optimisés. Cette méthode est décrite à la section suivante.

### III. Contrôle des courants par la méthode dite "*hystérésis modulée*" :

Pour un contrôleur de type "*hystérésis modulée*", la contrainte (III.14) est satisfaite à l'aide d'un signal triangulaire noté  $i_t$ , d'amplitude  $A_t$  et de période  $T_t$  qui est alors ajouté au courant de référence. Le principe de ce contrôleur dit par "*hystérésis modulée*" est illustré à la figure (III.4) :

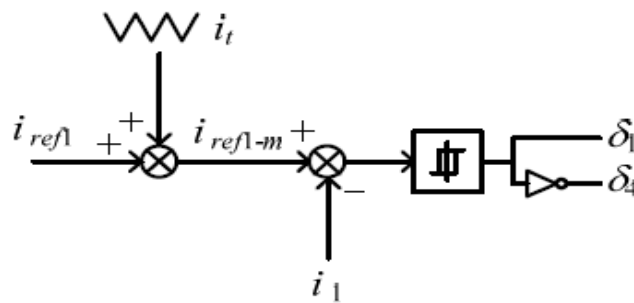


Figure (III.4) : Principe du contrôleur de courant par "*hystérésis modulée*".

Suite à l'ajout de ce signal triangulaire, le nouveau courant de référence devient :

$$i_{ref1-m} = i_{ref1} + i_t \quad (III,15)$$

Si l'on considère une référence sinusoïdale (soit  $i_{ref1} = I_m \sin \omega t$ ), l'expression suivante peut être établie:

$$\frac{di_{ref1-m}}{dt} = m = I_m \omega \cos \omega t + m_t \quad (III.16)$$

Où  $m_t$  est la pente du signal triangulaire ( $m_t = \frac{di_t}{dt}$ ). La combinaison de (III.15) et (III.16) conduit à :

$$\frac{Ri_1}{L} + I_m \omega \cos \omega t + m_t = K_h \quad (III.17)$$

Pour de faibles valeurs de la bande d'hystérésis, en considérant un signal triangulaire d'amplitude et de pente variables (figure (III.4)), l'équation (III.17) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\frac{Ri_1}{L} + I_m \omega \cos \omega t + m_t^+ = K_h \quad (\text{III.18})$$

$$\frac{Ri_1}{L} + I_m \omega \cos \omega t - m_t^- = -K_h \quad (\text{III.19})$$

Où  $m_t^+$  et  $m_t^-$  représentent les pentes respectives du signal triangulaire dans les intervalles  $t_{c1}$  et  $t_{c2}$ .

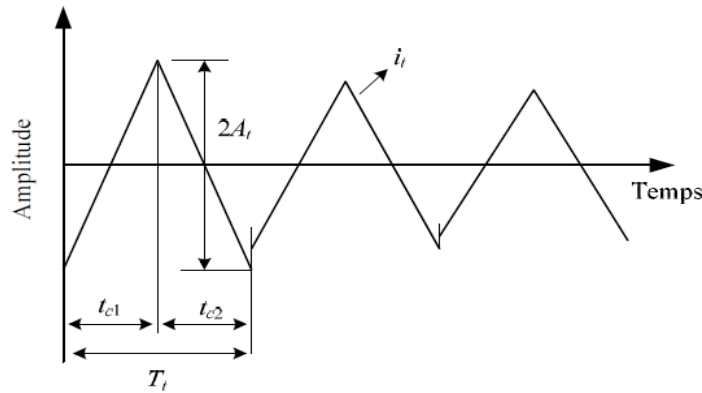


Figure (III.5) : Signal triangulaire avec une amplitude et pente variable.

Selon l'approximation  $i_1 = i_{ref1}$ , les équations (III.18) et (III.19) peuvent être également écrites sous la forme suivante :

$$m_t^+ = K_h - \frac{I_m}{L} (R \sin \omega t + L \omega \cos \omega t) = K_h - \frac{E_m}{L} \sin (\omega t + \theta) \quad (\text{III.20})$$

$$m_t^- = K_h + \frac{I_m}{L} (R \sin \omega t + L \omega \cos \omega t) = K_h + \frac{E_m}{L} \sin (\omega t + \theta) \quad (\text{III.21})$$

Avec:  $E_m = I_m \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$  et  $\theta = \tan^{-1}(L \omega / R)$

Puisque la fréquence du signal triangulaire est bien supérieure à celle du courant de référence, l'amplitude  $A_t$  du signal triangulaire peut être considérée comme constante sur une période  $T_t$  de ce signal triangulaire. Compte tenu de cette observation, les pentes positive et négative du signal triangulaire peuvent être approximées par :

$$m_t^+ = \frac{2A_t}{t_{c1}} \quad \text{et} \quad m_t^- = \frac{2A_t}{t_{c2}} \quad (\text{III.22})$$

En combinant les équations (III.20) à (III.22), on peut écrire :

$$T_t = t_{c1} + t_{c2} = \frac{1}{f_s} = 2A_t \left[ \frac{1}{K_h - \frac{E_m}{L} \sin(\omega t + \theta)} + \frac{1}{K_h + \frac{E_m}{L} \sin(\omega t + \theta)} \right]$$

A partir de l'équation (III.23), nous obtenons :

$$T_t = \frac{4A_t}{K_h} \left[ \frac{1}{1 - \frac{E_m^2}{L^2} (1 - \cos(2\omega t + 2\theta))} \right] \quad (\text{III.23})$$

$$A_t = \frac{K_h}{4f_t} \left( 1 - \frac{E_m^2}{2K_h^2 L^2} (1 - \cos(2\omega t + 2\theta)) \right) \quad (\text{III.24})$$

En conclusion, la contrainte (III.24) est satisfaite en ajoutant un signal triangulaire de fréquence  $f_t$  et d'amplitude variable  $A_t$  définie à l'équation (III.24). De ce fait, une fréquence de commutation fixe peut être obtenue ( $f_s$ , l'équation (III.13)). Cependant, la mise en œuvre d'un tel signal triangulaire exige un temps de calcul important. Si son amplitude  $A_t$  est fixée à la valeur maximale de l'équation (III.24), alors la pente du signal triangulaire sera toujours supérieure à celle du courant de référence. Ainsi, ce choix conduira à une fréquence de commutation quasiment fixée. Dans ce cas, la valeur  $A_t$  est déterminée selon l'égalité :

$$A_t = (A_t)_{max} = \frac{K_h}{4f_t} \quad (\text{III.25})$$

A partir des équations (III.12) et (III.14), la largeur de la bande d'hystérésis peut alors être déterminée par la relation :

$$B_h = \frac{v_o}{8f_s L} \left[ 1 - \left( \frac{2LK_h}{v_o} \right)^2 \right] \quad (\text{III.26})$$

Afin de fixer la fréquence de commutation en régime permanent, il ne doit exister que deux intersections entre le courant mesuré  $i_1$  et le courant de référence modulé  $i_{ref1-m}$  pendant chaque période: la première avec la limite supérieure du contrôleur d'hystérésis et la seconde avec sa limite inférieure. Pour atteindre cet objectif en pratique, la valeur de  $K_h$  doit être la plus élevée possible. La valeur de  $K_h$  peut être déterminée à partir de la relation (III.26). Le terme entre crochet doit cependant être une quantité positive. Des valeurs élevées de  $K_h$  augmentent la valeur  $A_t$  et diminuent la valeur  $B_h$ . Au contraire des valeurs faibles de  $K_h$  conduisent à des valeurs faibles de  $A_t$  et à des valeurs élevées de  $B_h$ .

A partir des équations (III.24) et (III.25), on peut remarquer que pour  $K_h$  égal à zéro,  $A_t$  est égal à zéro et  $B_h$  est maximum. Dans ce cas, le contrôleur de courant devient un

contrôleur classique de type *hystérésis*. D'autre part, si  $K_h = V_0/2L$ ,  $B_h$  est égal à zéro et  $A_t$  est maximum. Dans ce cas, le contrôleur de courant devient un contrôleur de type *MLI* sans régulateur. Dans l'analyse ici présentée, la valeur absolue des tensions de phase de la charge, notées  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$ , est égale à la moitié de la tension aux bornes de la source continue. Cette condition est vraie pour un système avec le neutre de la charge connecté au point milieu des condensateurs. Pour un système avec neutre de la charge flottante, la valeur absolue des tensions de phases de la charge n'est plus égale à  $V_0/2$ .

#### **IV. Conclusion :**

Nous avons choisi la méthode dite "*hystérésis modulée*" pour poursuivre les courants de référence. Cette méthode permet d'une part, d'imposer une fréquence de commutation fixe et d'autre part, elle garantit une dynamique satisfaisante en régime transitoire. De plus, l'erreur de poursuite peut être minimisée si ses paramètres (amplitude du signal triangulaire  $A_t$  et largeur de bande d'hystérésis  $B_h$ ), sont correctement dimensionnés. Dans ce chapitre, nous avons étudié le principe de cette méthode, le dimensionnement des paramètres  $A_t$  et  $B_h$  et l'influence de ces paramètres sur la robustesse de cette méthode.

Dans le chapitre suivant nous étudierons l'influence de l'amplitude du signal triangulaire  $A_t$  et de la largeur de bande d'hystérésis  $B_h$  sur la performance du FAP triphasé en utilisant la simulation avec Matlab Simulink après avoir modéliser le système global.

# Chapitre IV

## Sommaire

I.	Introduction : .....	55
II.	Description du système physique : .....	56
III.	Modélisation globale du système (réseau-filtre actif-charge polluante) : .....	57

III.1. Modélisation du réseau : .....	58
III.2. Modélisation de la charge polluante : .....	58
III.2.1. Calculs préliminaires : .....	61
III.2.2. Calcul du fondamental : .....	62
III.2.3. Calcul des harmoniques: .....	62
III.2.4. Calcul de déphasage de l'harmonique de rang n par rapport à la tension:.....	63
III.3. Modélisation du filtre actif : .....	63
III.3.1. Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasée : .....	63
III.3.2. Modèle dans le repère <b>dq</b> : .....	68
IV. Conclusion : .....	71

## I. Introduction :

La modélisation d'un système revient à trouver les équations mathématiques qui décrivent son comportement.

Dans ce chapitre nous donnerons les éléments de modélisation du système à simuler au prochain chapitre.

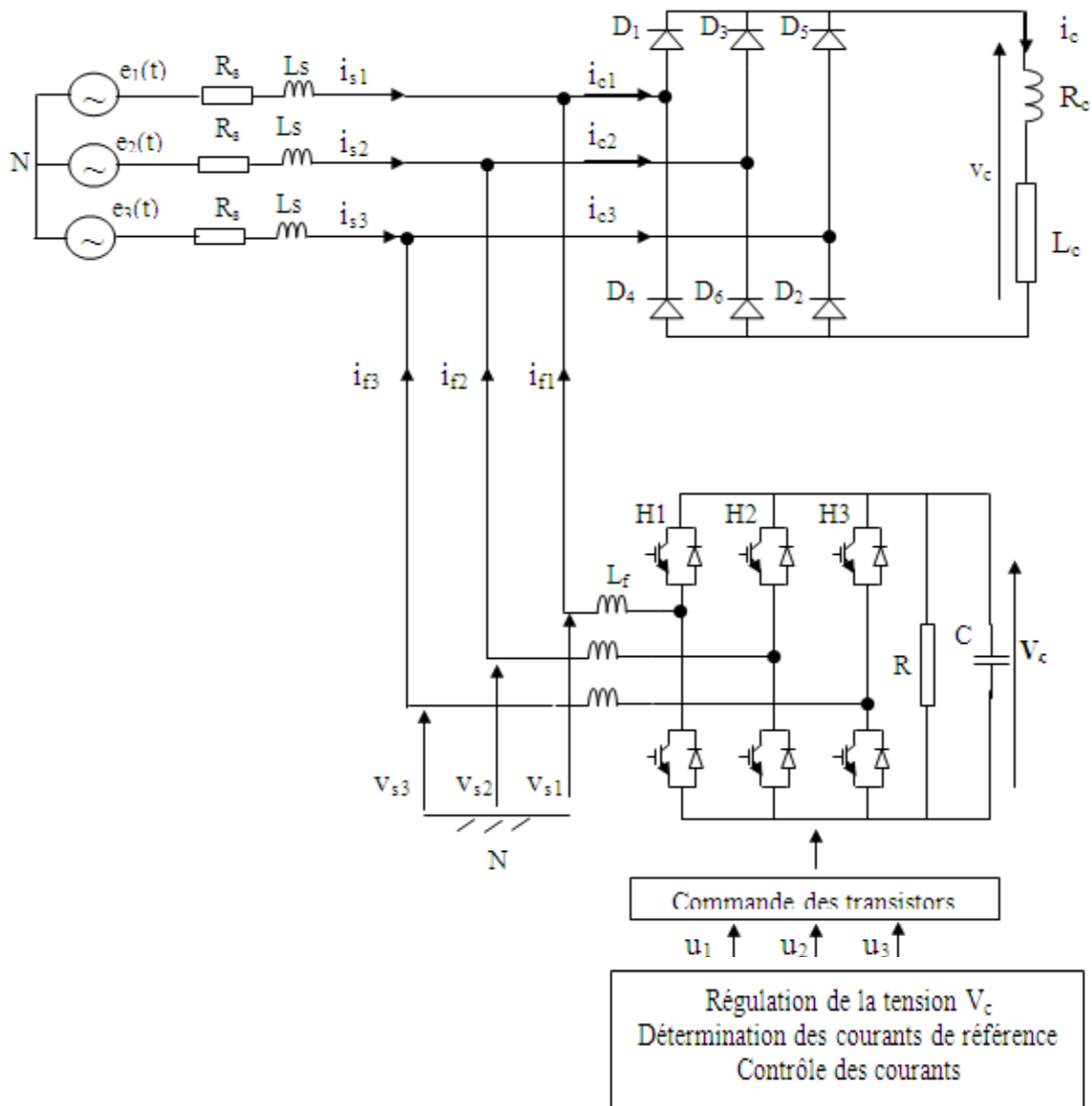
On présentera au premier lieu, le réseau électrique utilisé pour alimenter la charge. Dans une deuxième partie on étudiera la charge polluante, ou on calculera son fondamental et ses harmoniques comme on visualisera aussi le courant de charge. Finalement on présentera une analyse détaillée de l'onduleur qui aboutira à sa mise en équations dynamique (modèle topologique dans le repère abc). Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, on utilisera la transformation de Park (repère dq) qui nous permettra de réduire la dimension du modèle abc.

## II. Description du système physique :

Le schéma global à modéliser est représenté sur la figure suivante. Il se compose de trois parties :

- D'un réseau électrique triphasé à trois fils représenté par les grandeurs  $(e_s, R_s, L_s)$ ,
- d'un pont redresseur triphasé à diodes (pont de Graëtz) alimentant une charge  $(R_c, L_c)$ , pour la représentation d'une charge non linéaire génératrice des courants harmoniques. La constante de temps  $(L_c/R_c)$  est choisie assez grande pour assurer un fonctionnement continu du redresseur.
- d'un filtre actif parallèle, lequel est composé d'un onduleur de tension de trois bras à interrupteurs réversibles en courant et bi-commandables (IGBTs avec des diodes en antiparallèles). L'élément de stockage de l'énergie continue est une capacité C qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_c$ . Le filtre de sortie est un filtre passif du premier ordre représenté par  $(L_f)$ .

### III. Modélisation globale du système (réseau-filtre actif-charge polluante) :



Figure(IV.1) : schéma global du système à simuler

### III.1. Modélisation du réseau :

Le réseau est modélisé par une source de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées  $e_i(t)$  en série avec une impédance de court circuit  $Z_{cc}$ .

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

$$Z_{cc} = R_s + jL_s\omega \quad (IV.2)$$

$\omega$  : Pulsation de réseau.

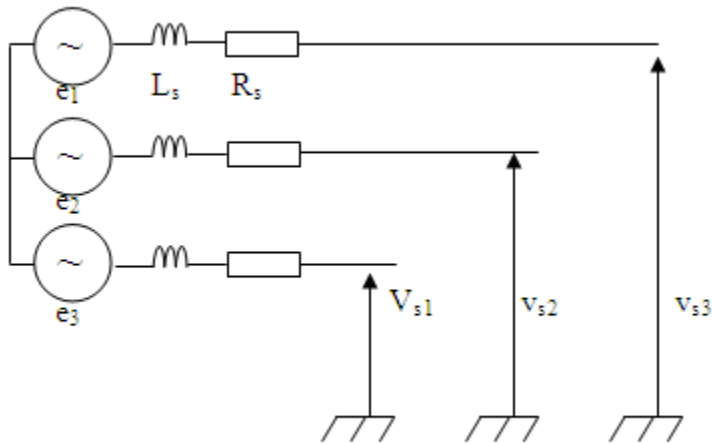


Figure (IV.2) : Modélisation du réseau

### III.2. Modélisation de la charge polluante :

La charge polluante est représentée par un pont redresseur à diodes qui débite sur une charge consommant un courant parfaitement lissé. Elle absorbe du réseau électrique un courant alternatif non-sinusoïdal.

Par conséquent l'étude du redresseur comme charge polluante est largement justifié. Dans l'étude simplifiée des montages redresseurs on suppose que :

- La source de tension alternative est sinusoïdale, équilibrée.
- L'impédance du court-circuit du réseau supposée nulle.
- Les redresseurs sont parfaites (pertes négligeables, commutation instantanée).
- Le courant débité par le redresseur est constant.



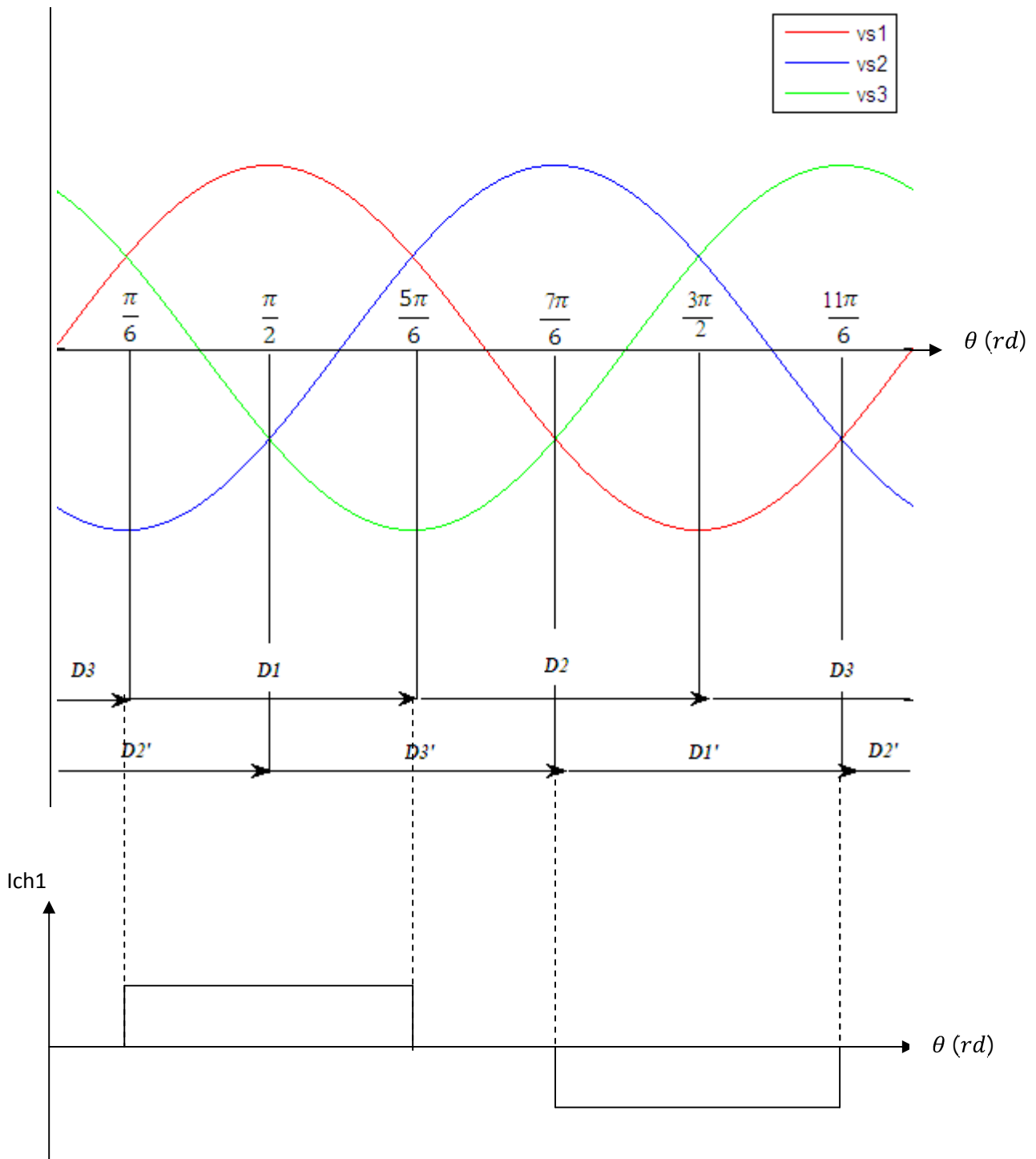


Figure (IV.4) : Allure du courant dans une phase du réseau

### III.2.1. Calculs préliminaires :

Pour faire l'étude nous allons considérer un pont de diodes et on néglige l'empîement. Donc la diode  $D_1$  conduit quand  $U_{12}$  est positive et cela se produit à l'instant:

$$= \pi/6.$$

On a:

$$D_2 = 1 \quad D_2 \text{ conduit} \Rightarrow V_{D2} = 0$$

Alors qu'on a :

$$V_{D2} + U_{12} - V_{D1} = 0 \quad (\text{IV.4})$$

D'où :

$$V_{D1} = U_{12}$$

Donc  $D_1$  conduit lorsque  $U_{12} > 0$  donc  $\theta = \pi/6$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{D1} = I_c \text{ pour } \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6} \\ i_{D1} = 0 \quad \text{Ailleurs} \end{array} \right. \quad (\text{IV.5})$$

De même pour  $\hat{D}_1$  on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\hat{D}1} = I_c \text{ pour } \frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6} \\ i_{\hat{D}1} = 0 \quad \text{Ailleurs} \end{array} \right.$$

Avec :  $i_{ch1} = i_{D1} - i_{\hat{D}1}$

On aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ch1} = I_c \text{ pour } \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6} \\ i_{ch1} = -I_c \text{ pour } \frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6} \\ i_{ch1} = 0 \quad \text{Ailleurs} \end{array} \right.$$

### III.2.2. Calcul du fondamental :

La forme d'ondes du courant est périodique. Chaque diode conduit durant une durée de  $2\pi/3$ .

Donc :

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} i_{ch1}(\theta) \sin \theta d\theta \quad (IV.6)$$

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_c \sin \theta d\theta$$

$$A_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \quad (IV.7)$$

### III.2.3. Calcul des harmoniques:

$B_n = 0$  car  $i_{ch1}$  est une fonction impaire

Donc:  $i_{ch1} = A_1 \sin \theta + \dots + A_n \sin n\theta$ . (IV.8)

Puisque la tension redressée a un indice de pulsation égale à 6, les seuls harmoniques des courant de ligne de valeur non nulle seront ceux de rang  $n = 6k \pm 1$  avec  $k$  un entier positif non nul.

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} i_{ch1}(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (IV.9)$$

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_c \sin(n\theta) d\theta$$

$$A_n = \frac{4I_c}{n\pi} \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \quad (IV.10)$$

Pour  $k = 2k'$  avec  $k'$  un entier positif non nul.

Donc  $n = 6(2k') \pm 1$

$$D'où  $A_n = +I_c \frac{2\sqrt{3}}{n\pi}$  (IV.11)$$

Pour  $k = 2k' + 1$

$$n = 6(2k' + 1) \pm 1$$

$$A_n = -I_c \frac{2\sqrt{3}}{n} \quad (IV.12)$$

On aura donc :

$$i_{ch1}(\theta) = I_c \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[ \sin \theta - \frac{1}{5} \sin 5\theta - \frac{1}{7} \sin 7\theta + \frac{1}{11} \sin 11\theta + \dots \pm \frac{1}{6k \pm 1} \sin ((6k \pm 1)\theta) \right] \quad (IV.13)$$

$$i_{ch2} = i_{ch1} \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (IV.14)$$

$$i_{ch3} = i_{ch1} \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (IV.15)$$

### III.2.4. Calcul de déphasage de l'harmonique de rang n par rapport à la tension:

$$\Phi_n = \frac{1}{n} \arctg \frac{B_n}{A_n} \quad (IV.16)$$

$$\Phi_n = \frac{1}{n} \arctg 0 = \frac{\pi}{n}$$

Les courants de la charge  $i_{chi}$  ont pour valeur efficace :

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{chi}^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_c^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad (IV.17)$$

### III.3. Modélisation du filtre actif :

#### III.3.1. Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasée :

L'onduleur de tension est l'outil à tous faire de l'électronique de puissance.

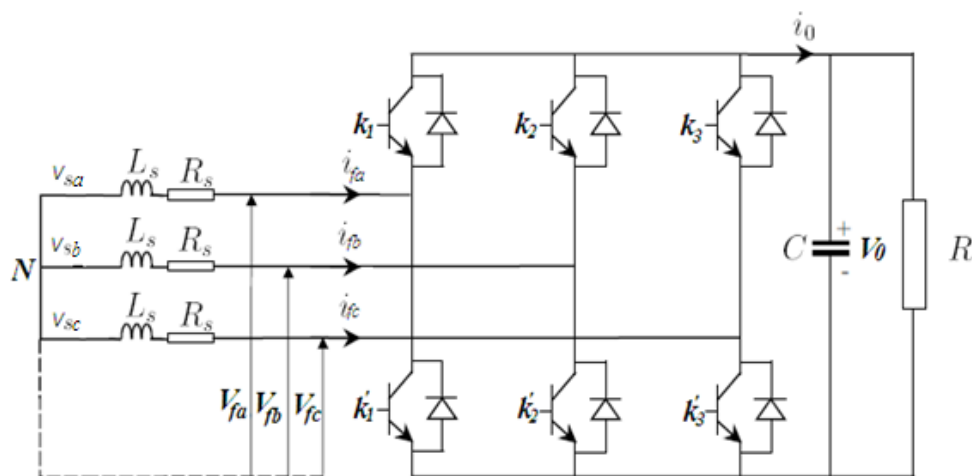


Figure (IV.4) : Structure de l'onduleur de tension triphasé

Dans cette étude on considère le convertisseur montré sur la figure (IV.1), ou:

$L_s$ : les inductances de fuite du transformateur.

$R_s$ : les pertes de conduction du transformateur et de l'onduleur.

$R$  : les pertes par commutation de l'onduleur ainsi que les pertes dues au condensateur.

$C$  : le condensateur du bus continu.

L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation  $C_k$  pour l'interrupteur  $k$ .  
l'interrupteur  $k$  fermé indique  $C_k = 1$ , inversement  $C_k = -1$  correspond à l'interrupteur  $k$  ouvert.

$$\begin{cases} C_k = +1 \text{ si } K \text{ est fermé.} \\ C_k = -1 \text{ si } K \text{ est ouvert.} \end{cases}$$

Pour déduire le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties : le coté alternatif, la partie discontinue décomposée des interrupteurs et le coté continu.

La fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le coté continu.

Le système de tension coté alternatif est équilibré, donc :

$$\begin{cases} V_{sa} = V_m \sin \omega t. \\ V_{sb} = V_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right). \\ V_{sc} = V_m \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right). \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^{k=3} V_{sk} = 0 \quad (\text{IV.19})$$

Ou :

$V_m$  : est l'amplitude de la tension simple.

$\omega$  : est la pulsation du réseau.

En appliquant la loi de Kirchhoff coté alternatif, on obtient :

$$\begin{cases} V_{sa} - L_s \frac{di_{fa}}{dt} - R_s i_{fa} - V_{fa} = 0. \\ V_{sb} - L_s \frac{di_{fb}}{dt} - R_s i_{fb} - V_{fb} = 0. \\ V_{sc} - L_s \frac{di_{fc}}{dt} - R_s i_{fc} - V_{fc} = 0. \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Avec :

$V_{fa}, V_{fb}, V_{fc}$  sont les tensions par rapport à un point neutre.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  sont les tensions simples aux bornes de secondaire du transformateur.

$i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}$  sont les courant du filtre.

De manière condensée on utilisera la représentation matricielle suivante :

$$L_s \frac{di_f}{dt} = V_s - R_s i_f - V_f. \quad (\text{IV.21})$$

Ou :

$$i_f = [i_{fa} \quad i_{fb} \quad i_{fc}]^T ; \quad V_s = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T ; \quad V_f = [V_{fa} \quad V_{fb} \quad V_{fc}]^T$$

Egalement les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{fa} - V_{fb}. \\ U_{bc} = V_{fb} - V_{fc}. \\ U_{ca} = V_{fc} - V_{fa}. \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

On notera que  $U = [U_{ab} \quad U_{bc} \quad U_{ca}]^T$

On établira ensuite la liaison entre le coté alternatif et le coté continu à travers des interrupteurs qui sont complémentaire, leurs état est défini par la fonction suivante :

$$\begin{cases} C_k = +1 \text{ si } K \text{ est fermé et } \bar{K} \text{ est ouvert.} \\ C_k = -1 \text{ si } K \text{ est ouvert et } \bar{K} \text{ est fermé.} \end{cases}$$

On cherchera donc une expression reliant la tension  $V_0$  à la tension  $V_f$  qui soit une fonction de la position des interrupteurs.

Comme les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires, on peut établir les relations suivantes entre  $V_0$  et les tensions composées  $U$ .

Par exemple pour la première équation on aura :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_0 \text{ si } c_1 = +1 \text{ et } c_2 = -1. \\ U_{ab} = -V_0 \text{ si } c_1 = -1 \text{ et } c_2 = +1. \\ U_{ab} = 0 \text{ si } c_1 \text{ et } c_2 \text{ ont le meme signe.} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Cette équation peut être mise sous la forme suivante :

$$U_{ab} = \frac{1}{2} V_0 (c_1 - c_2) \quad (\text{IV.24})$$

En suivant la même démarche le reste des tensions composant le vecteur  $U$  peut être mis sous une forme matricielle compacte :

$$U = \frac{1}{2} V_0 \tilde{A} c \quad (\text{IV.25})$$

Ou :  $c = [c_1 \quad c_2 \quad c_3]$

Et  $\tilde{A}$  est donnée par :

$$\tilde{A} = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

D'une façon similaire, l'équation peut être mise sous la forme matricielle suivante :

$$U = \tilde{A} V_f \quad (\text{IV.27})$$

On peut vérifier que l'obtention d'une expression de  $V_f$  en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension continue n'est pas possible en raison de la singularité de  $\tilde{A}$ , d'autre part, le fait d'avoir la somme des tensions et courants coté alternatif égale à zéro implique que

$V_{fa} + V_{fb} + V_{fc} = 0$ , en ajoutant cette équation à  $U = \frac{1}{2} V_0 \tilde{A} c$ , on obtient le système suivant :

$$U = \hat{A} V_f \quad (\text{IV.28})$$

Avec 
$$\hat{A} = \begin{vmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

$$U = \hat{A} V_f \quad V_f = \hat{A}^{-1} U \quad (\text{IV.30})$$

$$\left. \begin{aligned} U &= \hat{A} V_f = \frac{1}{2} V_0 \tilde{A} c \\ V_f &= \hat{A}^{-1} U \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_f = \frac{1}{2} V_0 \hat{A}^{-1} \tilde{A} c \quad (\text{IV.31})$$

$$\hat{A}^{-1} \tilde{A} = \frac{1}{3} K = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} \quad (\text{IV.32})$$

$$V_f = \frac{1}{6} V_0 K c \quad (\text{IV.33})$$

Finalement, en remplaçant  $V_f$  dans l'équation (4.21), on aura l'équation de couplage des cotés alternatif et continu.

$$L_s \frac{di_f}{dt} = V_s - \frac{1}{6} V_0 K c - R_s i_f \quad (\text{IV.34})$$

Le modèle complet s'obtient alors par le rajout de la dynamique coté continu.

On a : 
$$i_0 = i_1 + i_2 \quad (\text{IV.35})$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_1 &= c \frac{dV_0}{dt} \end{aligned} \right.$$

Tel que : 
$$\left\{ \begin{aligned} i_2 &= \frac{V_0}{R} \end{aligned} \right. \quad (\text{IV.36})$$

Donc : 
$$i_0 = c \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0}{R} \quad c \frac{dV_0}{dt} = i_0 - \frac{V_0}{R} \quad (\text{IV.37})$$

Le courant coté continu s'exprime par la relation :  $i_0 = \frac{1}{2} c^T i_f$ .

D'où l'équation (IV.37) devient :

$$c \frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{2} c^T i_f - \frac{V_0}{R} \quad (\text{IV.38})$$

Enfin, on obtient le modèle dynamique de l'onduleur triphasé équilibré dans le repère abc :

$$\begin{aligned}
 L_s \frac{di_f}{dt} &= V_s - R_s i_f - V_f. \\
 c \frac{dV_0}{dt} &= \frac{1}{2} c^T i_f - \frac{V_0}{R}. \\
 \text{avec } i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} &= 0; V_f = \frac{1}{6} V_0 K c
 \end{aligned}
 \tag{IV.39}$$

L'existence d'une condition algébrique, nous permettra de réduire la dimension du système : passer de la dimension 4 à la dimension 3, en utilisant des transformations adaptées.

### III.3.2. Modèle dans le repère dq :

Il existe une transformation utilisée en ETH appelée transformation de Park. Dans le repère  $\alpha\beta$  une quantité sinusoïdale est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la transformation de Park est de faire tourner le repère  $\alpha\beta$  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.

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

$$P_{dq0}(\theta) = R_0(\theta) C_{\alpha\beta 0} \tag{IV.40}$$

Où:  $\theta = \omega t$ ;  $C_{\alpha\beta 0}$  la transformation de Concordia et  $R_0(\theta)$  est la matrice de rotation donnée

$$\text{par : } R_0(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{IV.41}$$

$$\text{Donc : } P_{dq0}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{IV.42}$$

On note que la transformation de Park est orthogonale, donc  $P_{dq0}(\theta)^{-1} = P_{dq0}(\theta)^T$ .

On définit le changement de coordonnées suivant :  $i_{dq0} = P_{dq0}(\theta)i_f$

Avec :  $i_{dq0} = [i_d \quad i_q \quad i_0]^T$  et  $i_f = [i_{fa} \quad i_{fb} \quad i_{fc}]^T$

Le fait d'avoir un système triphasé, dont la somme des courants est nulle, nous permettra d'obtenir une composante homopolaire nulle, donc  $i_0 = 0$ .

$$i_{dq} = [i_d \quad i_q]^T \Rightarrow i_{dq} = P_{dq}(\theta)i_f \quad (\text{IV.43})$$

En dérivant cette équation on trouve :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = \frac{d}{dt}(P_{dq}(\theta)i_f) = i_f \frac{d}{dt}P_{dq}(\theta) + P_{dq}(\theta) \frac{di_f}{dt} \quad (\text{IV.44})$$

$$\frac{d}{dt} P_{dq}(\theta) = -\omega \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} P_{dq}(\theta) = -\omega H P_{dq}(\theta)$$

$$\frac{di_{dq}}{dt} = P_{dq}(\theta) \frac{di_f}{dt} - \omega H P_{dq}(\theta) i_f$$

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = L_s P_{dq}(\theta) \frac{di_f}{dt} - \omega L_s H P_{dq}(\theta) i_f \quad (\text{IV.45})$$

On remplace  $L_s \frac{di_f}{dt}$  dans (IV.43), on trouve :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = P_{dq}(\theta) [-R_s i_f - V_f + V_s] - \omega L_s H P_{dq}(\theta) i_f$$

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s P_{dq}(\theta) i_f - P_{dq}(\theta) V_f + P_{dq}(\theta) V_s - \omega L_s H P_{dq}(\theta) i_f \quad (\text{IV.46})$$

Finalement on obtient :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = -R_s i_{fd} - V_{fd} + V_{sd} - \omega L_s i_{fq} \\ L_s \frac{di_q}{dt} = -R_s i_{fq} - V_{fq} + V_{sq} + \omega L_s i_{fd} \end{cases} \quad (\text{IV.47})$$

Avec :  $V_{fdq} = [V_{fd} \quad V_{fq}]^T ; V_{sdq} = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$

$$V_{sq} = 0$$

Le vecteur  $V_{fdq}$  peut être décomposé comme suit :

$$V_{fdq} = P_{dq}(\theta)V_f = P_{dq}(\theta) \left( \frac{1}{2} V_0 c \right) = \frac{1}{2} V_0 c_{dq} \quad (\text{IV.48})$$

Avec  $c_{dq} = [c_d \quad c_q]$

D'autre part :

$$V_{sdq} = P_{dq}(\theta)V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.49})$$

Le courant coté continu peut être exprimé comme suit :

$$i_0 = \frac{1}{2} c_{dq}^T i_{fdq} = \frac{1}{2} [i_{fd} c_d + i_{fq} c_q] \quad (\text{IV.50})$$

L'expression de la tension continue est :

$$c \frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{2} c_{dq}^T i_{fdq} - \frac{V_0}{R} \quad (\text{IV.51})$$

Dans le tableau suivant on récapitule les équations qui décrivent la dynamique de l'onduleur triphasé dans le repère dq :

$$L_s \frac{di_{dq}}{dt} = -R_s i_{fdq} - \omega L_s H i_{fdq} - V_{fdq} + V_{sdq}$$

$$c \frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{2} c_{dq}^T i_{fdq} - \frac{V_0}{R}$$

Avec :  $V_{fdq} = \frac{1}{2} V_0 c_{dq}; V_{sdq} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_m \quad 0]^T; H = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}; c_{dq} = [c_d \quad c_q]$

Ces équations peuvent être rangées sous la forme :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = -\frac{1}{L_s} (R_s I - \omega L_s H) i_{fdq} - \frac{1}{2L_s} V_0 c_{dq} + \frac{1}{L_s} V_{sdq} \quad (\text{IV.52})$$

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{2c} c_{dq} i_{fdq}^T - \frac{V_0}{RC} \quad (\text{IV.53})$$

Si l'en définit :  $x_{12} = i_{fdq}$   $x_3 = V_0$  et  $c = c_{dq}$  On aura :

$$\dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 c' + \omega_1 \quad (\text{IV.54})$$

$$\dot{x}_3 = A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T c' \quad (\text{IV.55})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{12} \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 x_3 I_{2 \times 2} \\ B_2 x_{12}^T \end{bmatrix} c' + \begin{bmatrix} \omega_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.56})$$

$$\dot{x} = A x + B(x) c' + \omega \quad (\text{IV.57})$$

Remarque:

- La nature non linéaire du modèle dans le repère dq.
- La commande  $c'$  est continue et elle ne correspond pas aux configurations des interrupteurs d'où le besoin d'un modulateur pour retrouver le vrai vecteur de commande  $c'$ .
- Les grandeurs sinusoïdales dans le repère de coordonnées sont représentées par des grandeurs invariantes.

#### IV. Conclusion :

L'étude par simulation de tout système nécessite sa modélisation .ce qui revient à trouver un modèle mathématique qui traduit le fonctionnement du dispositif physique.

Dans ce chapitre nous avons modélisé les différentes parties du système global :

- Le réseau électrique.
- La charge polluante.
- Le filtre actif parallèle triphasé.

Et dans le prochain chapitre, on simulera ce système, afin de tester les performances du filtre.

# Chapitre V

## Sommaire

I.	Introduction :	75
II.	Simulations numériques :	75
II.1.	Conditions de simulation :	76
II.2.	Réseau / charge non linéaire :	76
II.3.	Réseau/charge non linéaire/filtre actif :	80
II.3.1.	Contrôle par hystérésis conventionnelle :	80
II.3.2.	Contrôle par hystérésis modulée :	84
II.3.3.	Comparaison entre les deux contrôleurs :	88
III.	Les interprétations :	95
VI.	Conclusion :	97

## **I. Introduction :**

La simulation numérique est un outil nécessaire pour appréhender les phénomènes complexes liés au non linéarité des éléments semi-conducteurs qui constituent les convertisseurs statiques et à l'interdépendance des divers organes de l'association réseau – convertisseur – charge – commande.

Dans ce chapitre nous effectuons une simulation globale du comportement du filtre actif et de sa commande par hystérésis en vue de la compensation des courants harmoniques absorbés par un redresseur en pont triphasé à diodes (pont de Graëtz) et en compare les résultats de la simulation entre la commande à hystérésis conventionnelle et hystérésis modulante. Le programme de simulation est conçu avec le logiciel Matlab/Simulink.

## **II. Simulations numériques :**

Dans notre travail, nous avons utilisé le logiciel Matlab. Nous avons plus particulièrement utilisé son environnement graphique de programmation Simulink. Il permet de représenter graphiquement le système sous forme de blocks contenant des fonctions de transfert, des équations algébriques ou logiques...

Nous avons effectué une simulation de filtre actif parallèle en vue de la compensation des courants harmoniques absorbés par un redresseur triphasé à diodes. Pour cette charge nous avons testé la performance du filtre, en un premier lieu nous avons effectué une simulation de la charge polluante, nous avons dans un premier temps fait l'étude d'un redresseur absorbant un courant parfaitement lissé.

Ensuite nous avons associé le filtre à la charge et au réseau, en considérant les hypothèses simplificatrices suivantes:

- La charge non linéaire est constituée de pont de diodes décrit au début de ce chapitre.
- Le réseau modélisé par un système de tension triphasé équilibré sinusoïdale, c'est-à-dire nous ne considérons pas l'impédance de la ligne.
- L'onduleur est modélisé par son modèle topologique.

➤ La commande est constituée de courants de références, de boucles internes de courant et de la boucle externe de tension. en ce qui concerne la méthode de détection synchrone on utilise les filtre passe bas.

## II.1. Conditions de simulation :

Source : Tension efficace  $V_s = 127V$  et fréquence  $f=50Hz$

Impédance réseau :  $L_s = 45 \mu H$  et  $R_s = 0.16 \Omega$ .

Côté continue de la charge polluante :  $R_c = 10 \Omega$  et  $L_c = 68mH$ .

Inductance :  $L_f = 1 mH$

Côté continu de l'onduleur :  $R = 300 \Omega$  et  $C = 3,3 mF$

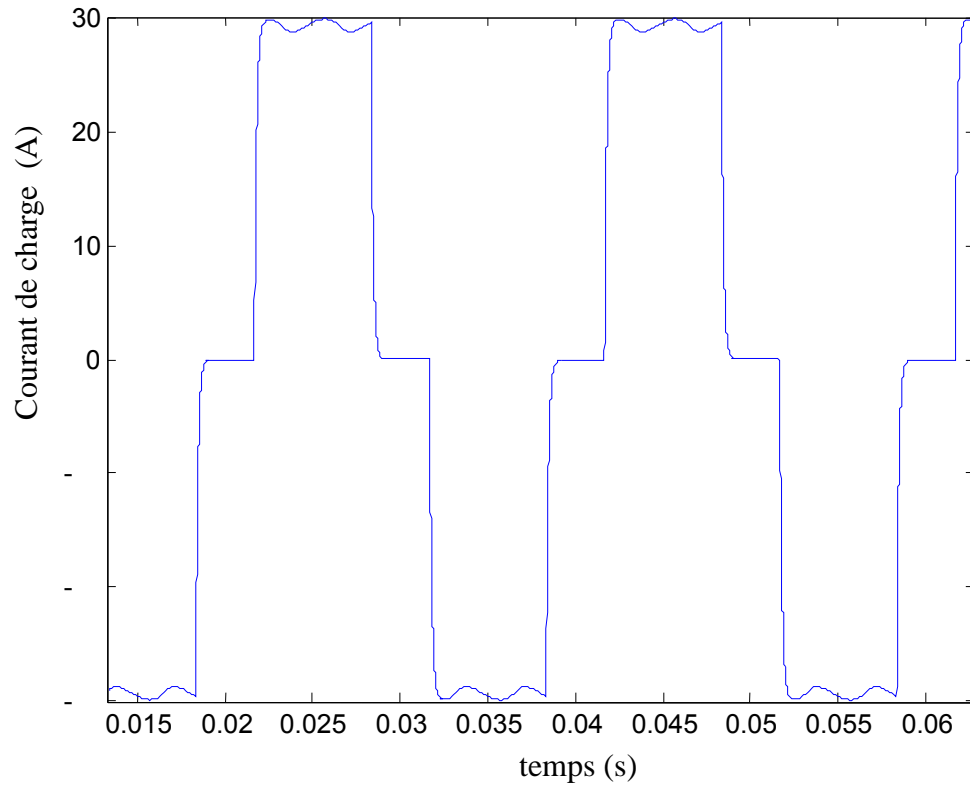
Correcteur PI de tension : Les deux paramètres  $k_p$  et  $k_i$  sont choisis de manière à ce que les deux pôles de la fonction de transfert continue en boucle fermée correspond à un amortissement de 0.7 et un temps de montée de 0.6 sec pour limiter la réaction de la commande  $I_{cm}$  au départ ( $k_p = 5.17 e - 05$  et  $k_i 3.36 e - 04$ ).

La valeur de la tension continue en régime permanent est de 600V.

## II.2. Réseau / charge non linéaire :

Les figures (V.1), (V.2) et (V.3) représentent la forme d'onde et le spectre du courant absorbé par la charge non linéaire et la forme d'onde de courant de référence. Le courant de charge a une valeur efficace de 24.47 et un THD de 28.08%. Il est à noter que le spectre du courant correspond bien à celui attendu (harmoniques de rangs  $6n \pm 1$  avec une loi de décroissance de  $1/n$ ).

### Courant absorbé par la charge polluante



*Figure (V.1) : forme d'onde du courant de charge*

### Spectre harmoniques du courant de charge

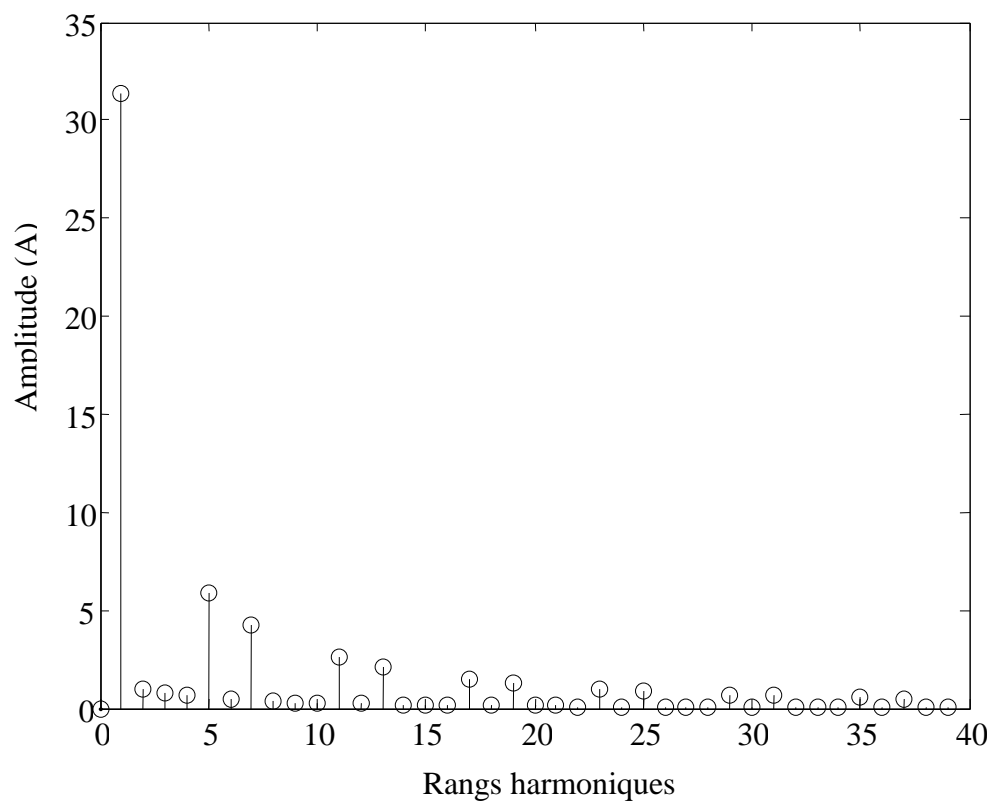
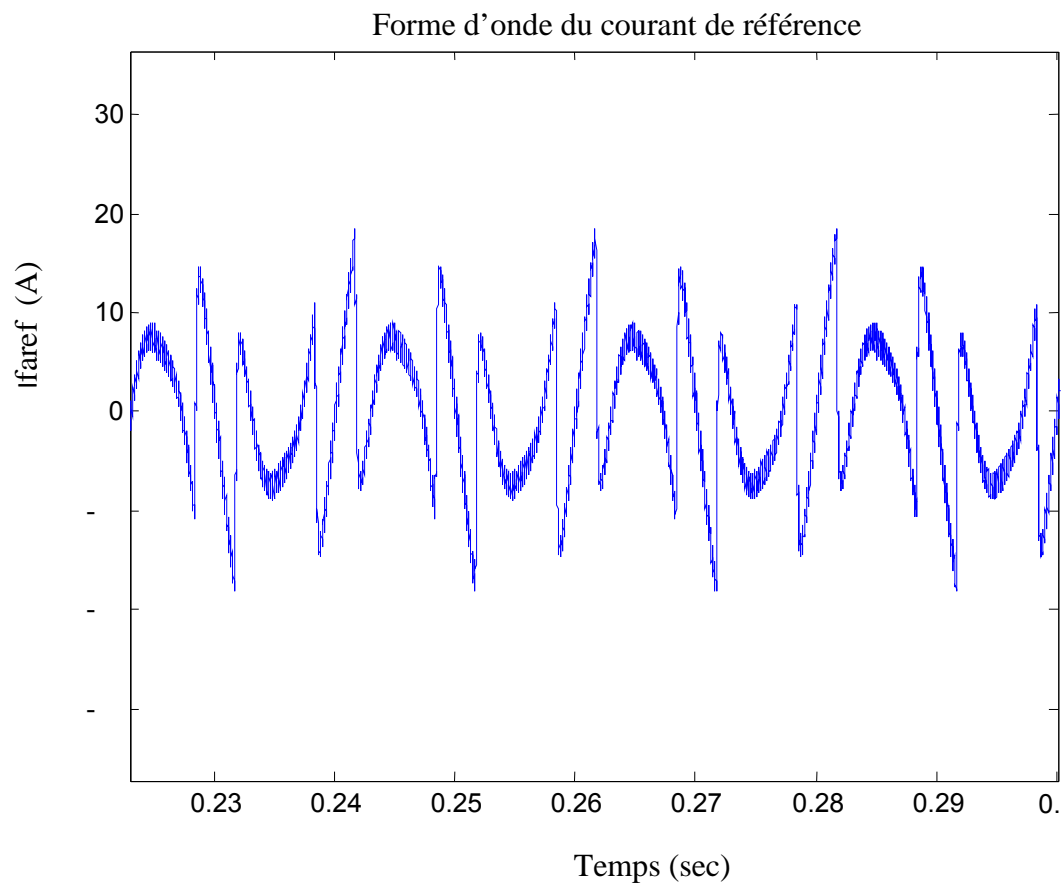


Figure (V.2) : spectre harmoniques du courant de charge



*Figure (V.3) : Forme d'onde du courant de référence*

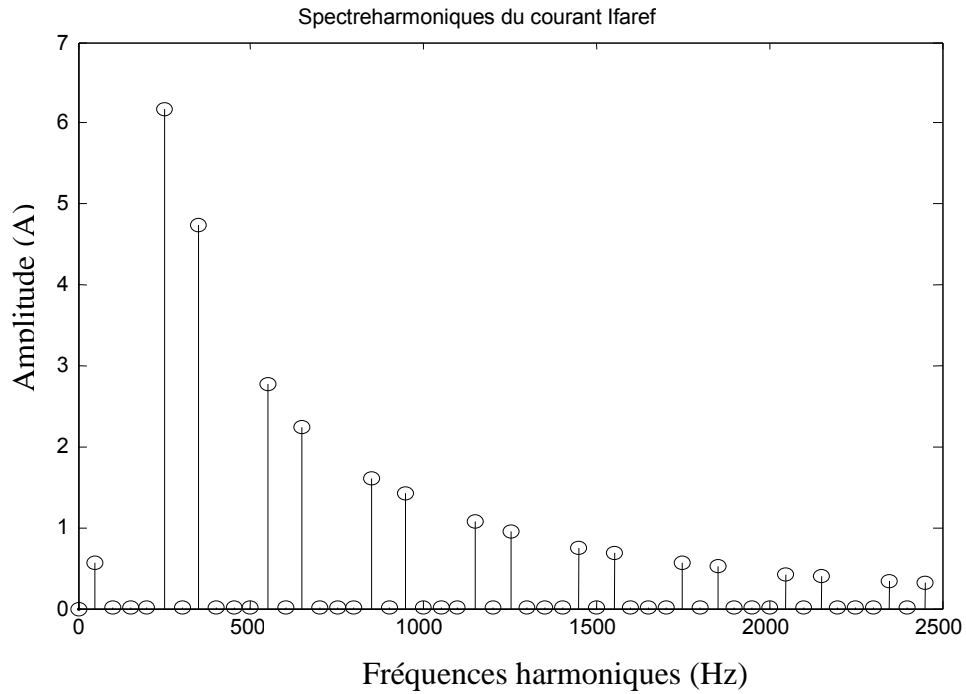


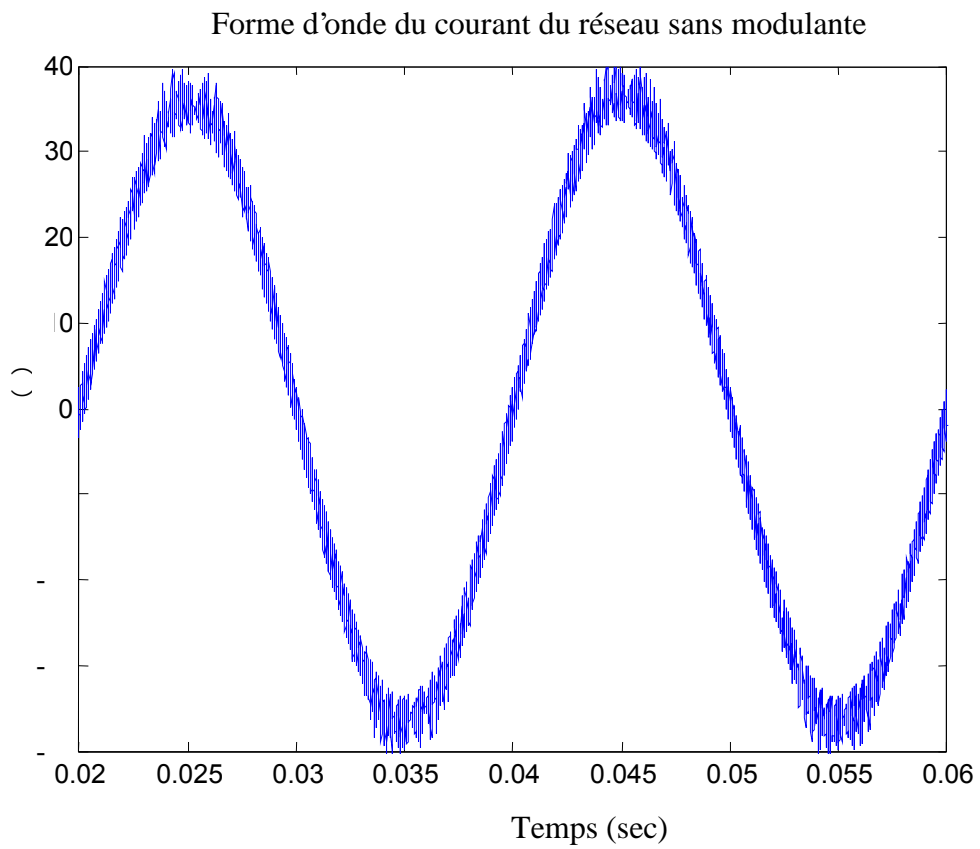
Figure (V.4) : Spectre harmoniques du courant de référence

### II.3. Réseau/charge non linéaire/filtre actif :

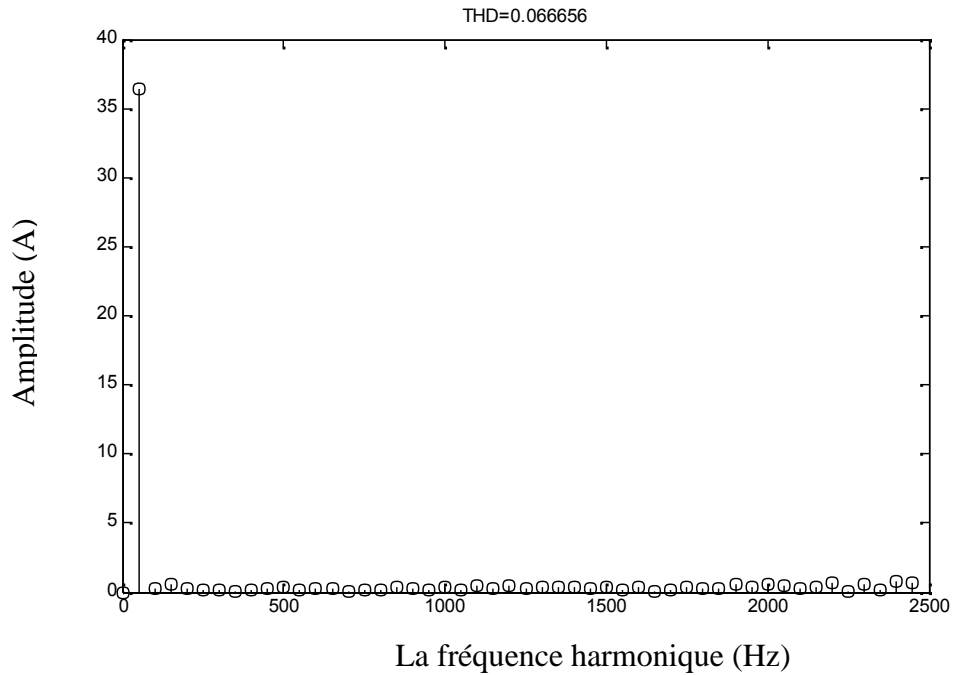
Le courant de charge  $i_{ch}$  est un courant prélevé par un redresseur triphasé à diodes caractérisé par une valeur efficace de 24.47A et un THD de 28.08%

#### II.3.1. Contrôle par hystérésis conventionnelle :

Les figures (V.5), (V.6), (V.7) illustrent les résultats de simulation obtenus pour cette commande : le courant de source, son spectre harmonique et le courant injecté par le filtre. Le THD de courant est réduit à 6.66% après filtrage. Cependant, pour cette commande la fréquence de commutation est variable.



*Figure (V.5) : le courant de réseau sans modulante*



*Figure : (V.6) Spectre harmoniques du courant de réseau sans modulante*

Forme d'onde du courant de filtre

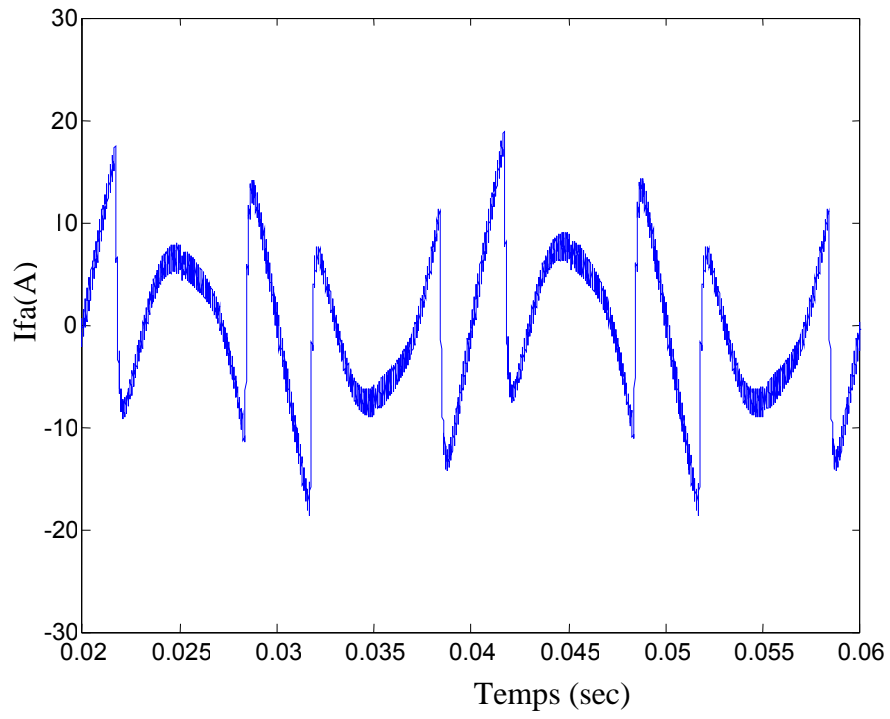
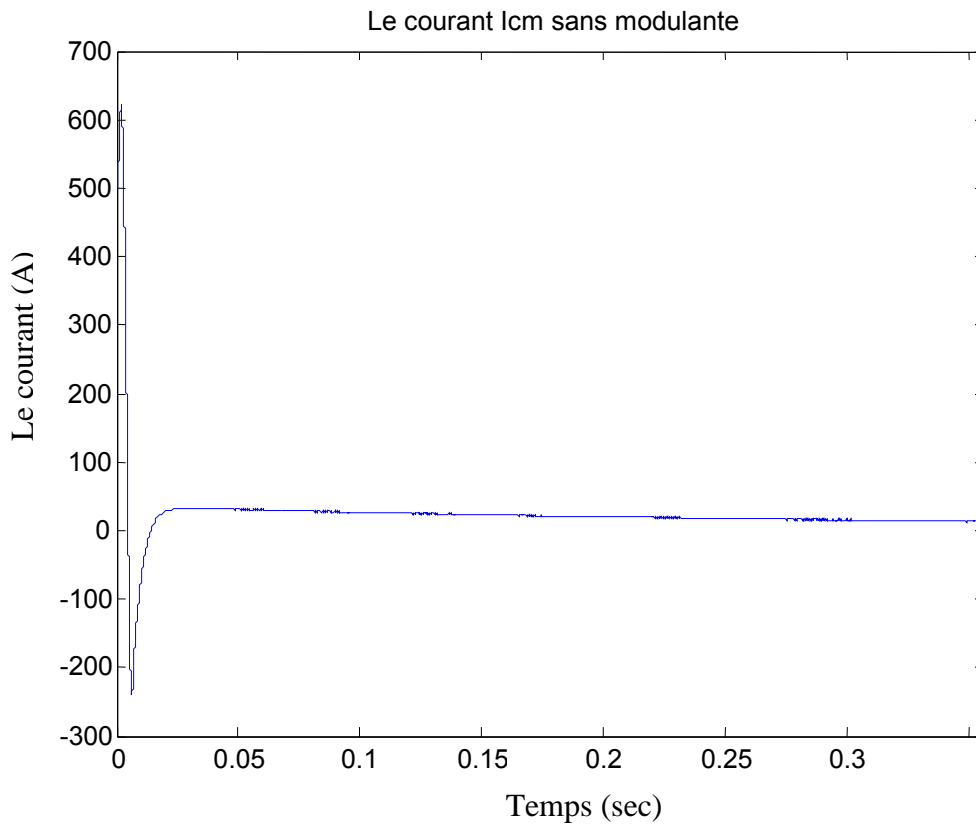


Figure (V.7) : forme d'onde du courant de filtre sans modulante



*Figure (V.8) : courant  $I_{cm}$  qui traverse le condensateur*

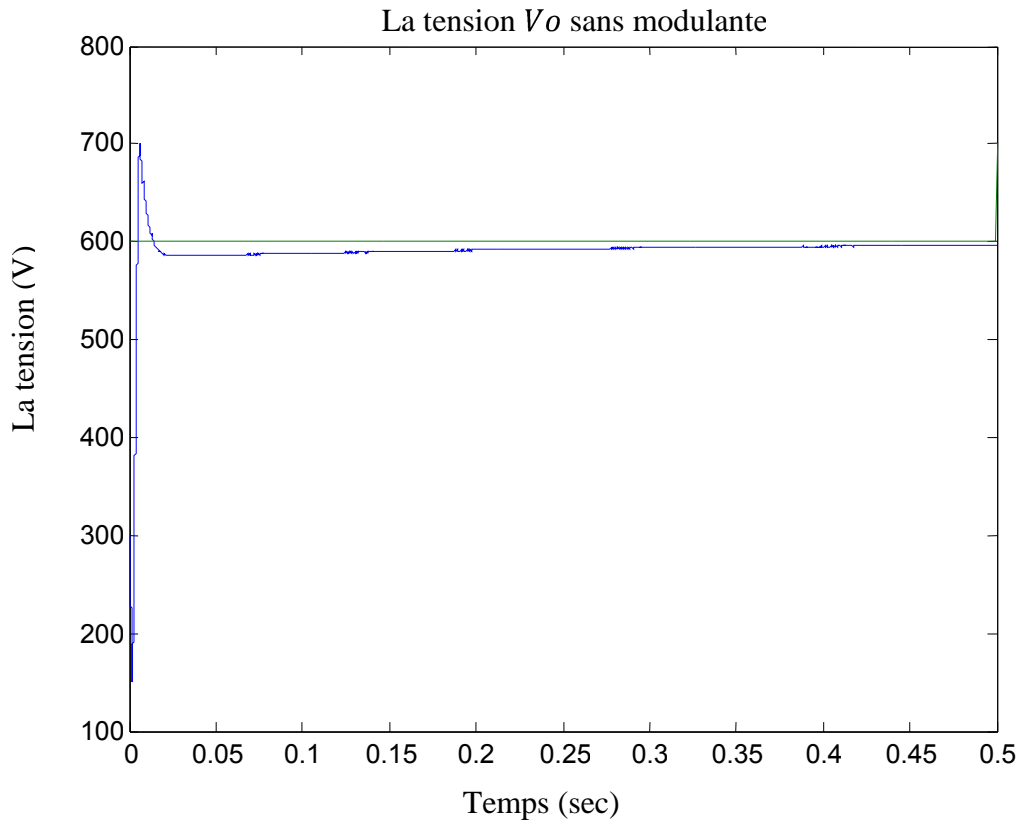


Figure (V.9) : tension  $V_o$  aux bornes du condensateur

### II.3.2. Contrôle par hystérésis modulée :

Les figures (V.10), (V.11) et (V.12) présentent respectivement le courant de la source, sonspectre harmonique et le courant injecté par le filtre actif. Ces résultats sont obtenus avec un signal triangulaire d'amplitude  $A_t$  égale à 7.9 A et de fréquence  $f_t$  égale à 20 KHz. La bande d'hystérésis  $B_h$  est fixée à 0.83 A. La valeur du THD après filtrage est réduite à 2,1 %.

Forme d'onde du courant réseau avec modulante

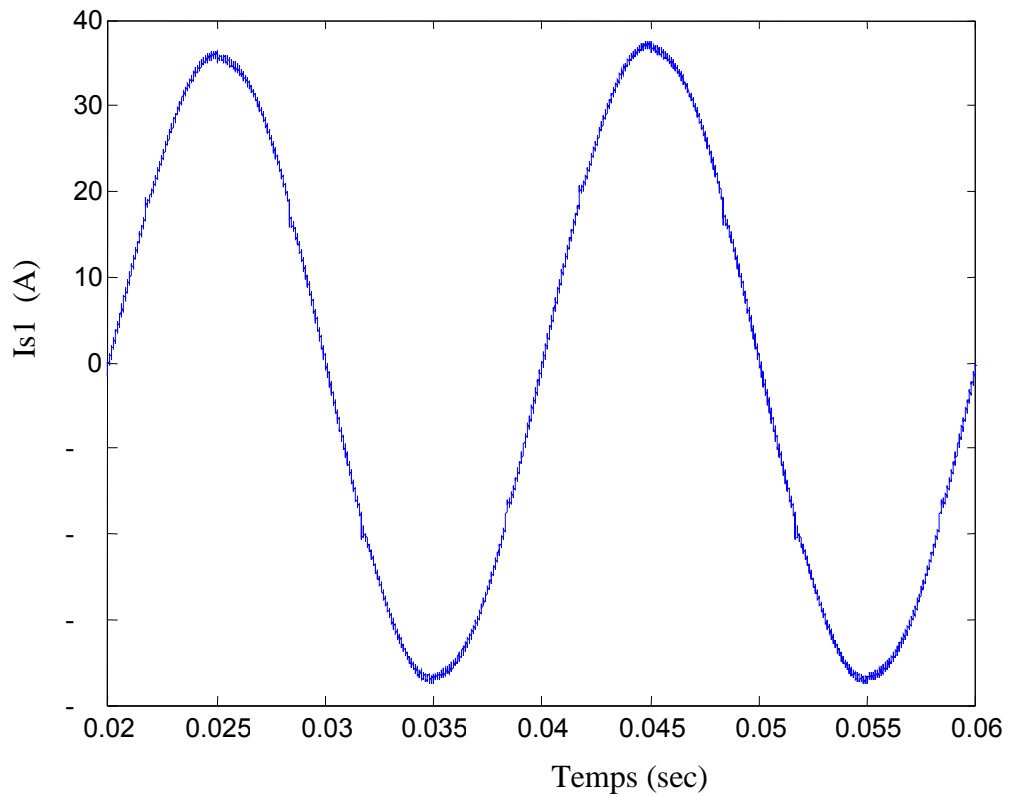


Figure (V.10) : forme d'onde du courant réseau avec modulante

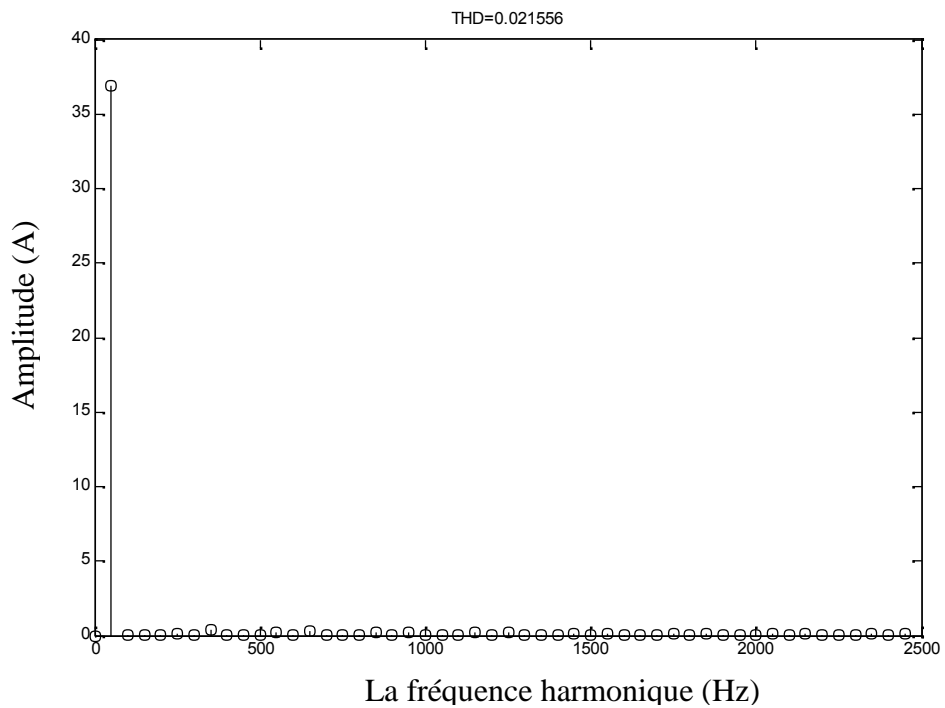
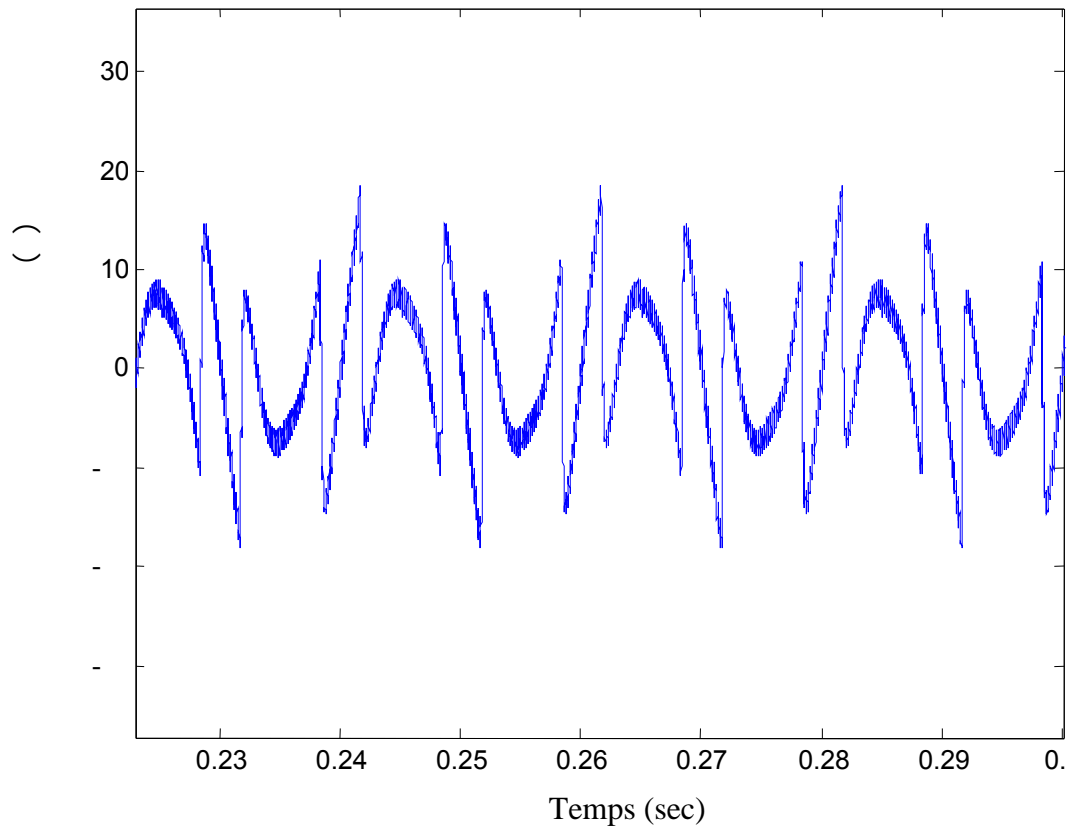


Figure (V.11) : spectre harmoniques du courant réseau avec modulante

### Forme d'onde du courant de filtre



*Figure (V.12) : forme d'onde du courant du filtre avec modulante*

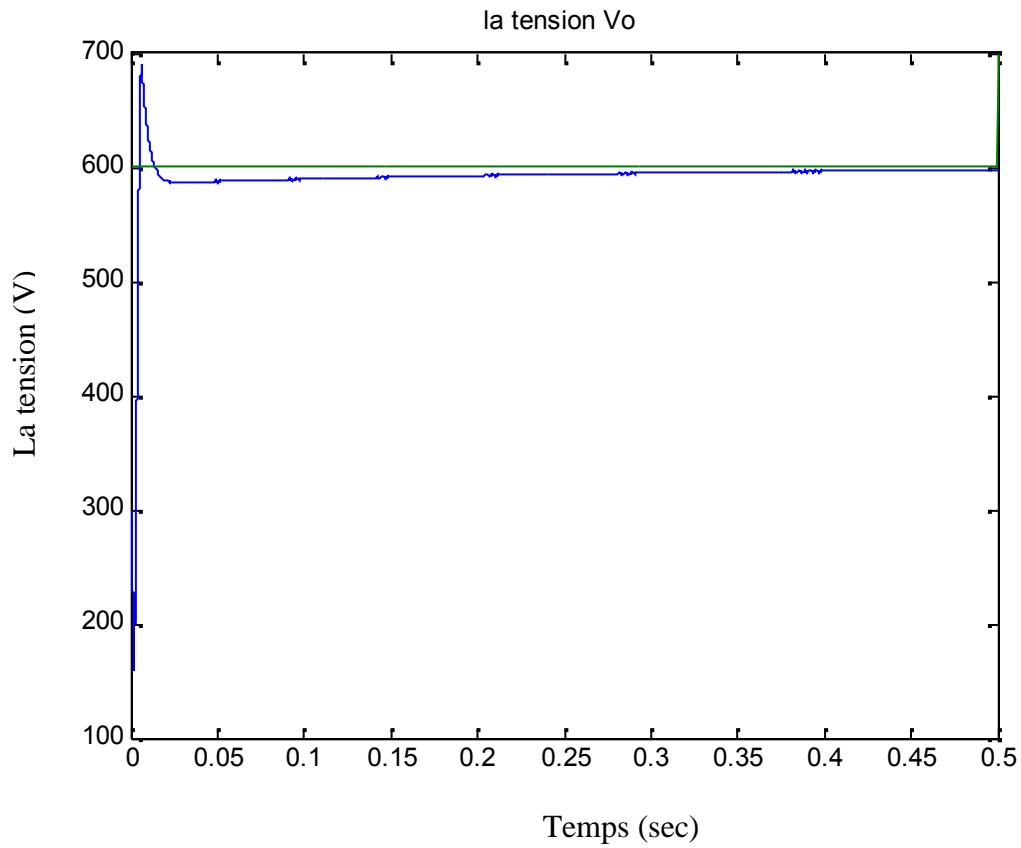


Figure (V.13) : tension  $V_o$  aux bornes du condensateur

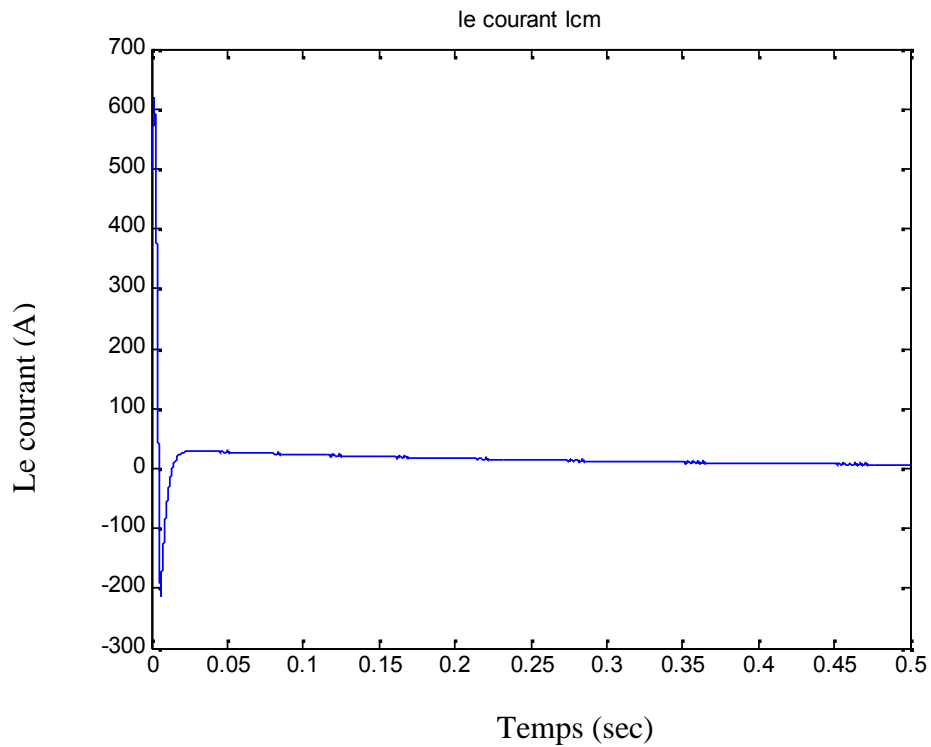


Figure (V.14) : courant  $I_{cm}$  qui traverse le condensateur

### II.3.3. Comparaison entre les deux contrôleurs :

Après avoir obtenu les équations permettant d'obtenir les paramètres des contrôleurs ( $B_h, A_t$ ) on a eu les THDs à l'aide de la simulation avec Matlab pour différentes fréquences, les résultats sont classés dans le tableau suivant :

	Commande par hystérésis conventionnelle	Commande par hystérésis modulée
$f_s$ (KHz)	10	10
$B_h$ (A)	16.6	1.66
$A_t$ (A)	/	15.8
THD%	41.25	6.34
$f_s$ (KHz)	15	15
$B_h$ (A)	11.11	1.111
$A_t$ (A)	/	10.54
THD%	25.78	4.24
$f_s$ (KHz)	20	20
$B_h$ (A)	8.3	0.83
$A_t$ (A)	/	7.9
THD%	19.98	3.27
$f_s$ (KHz)	25	25
$B_h$ (A)	6.67	0.667
$A_t$ (A)	/	6.32
THD%	16.45	2.71
$f_s$ (KHz)	30	30
$B_h$ (A)	5.55	0.555
$A_t$ (A)	/	5.25
THD%	13.21	2.23
$f_s$ (KHz)	35	35
$B_h$ (A)	4.76	0.476
$A_t$ (A)	/	4.52

$THD\%$	11.72	1.95
$f_s(KHz)$	40	40
$B_h(A)$	4.15	0.415
$A_t(A)$	/	3.95
$THD\%$	10.25	1.73
$f_s(KHz)$	60	60
$B_h(A)$	2.76	0.276
$A_t(A)$	/	2.63
$THD\%$	6.67	1.21

Tableau (V.1) : résultats de la simulation

➤ **Les deux courbes du taux de distorsion harmonique commandée avec modulation et sans modulation**

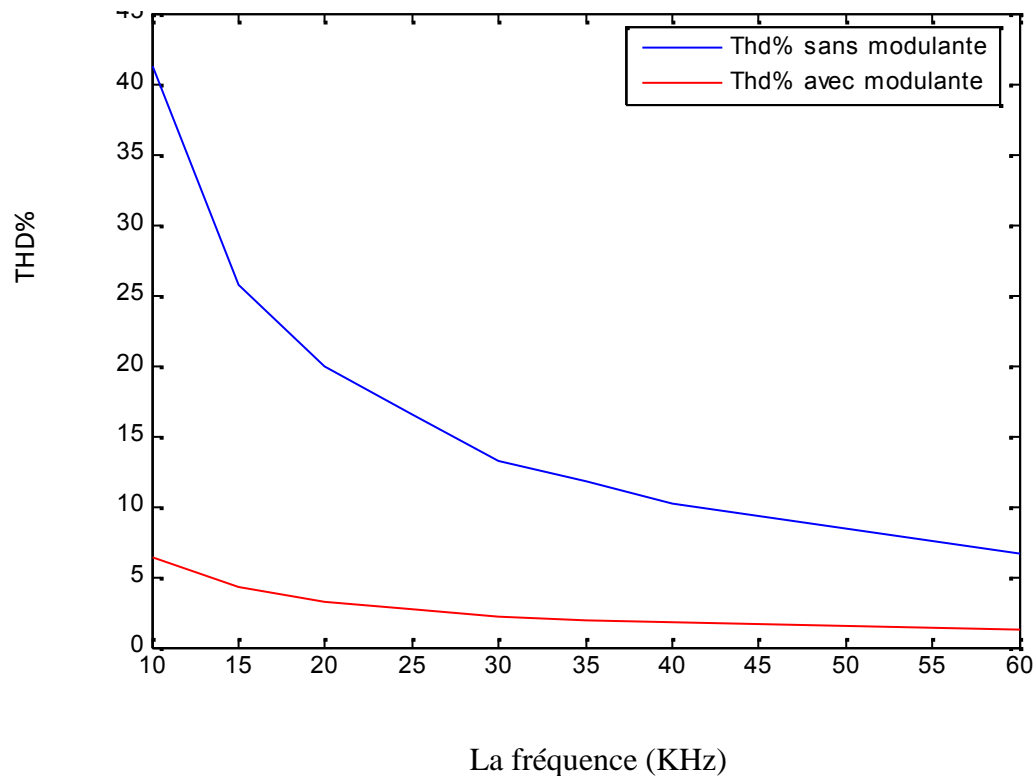


Figure (V.15) : Variation du THD en fonction de la fréquence

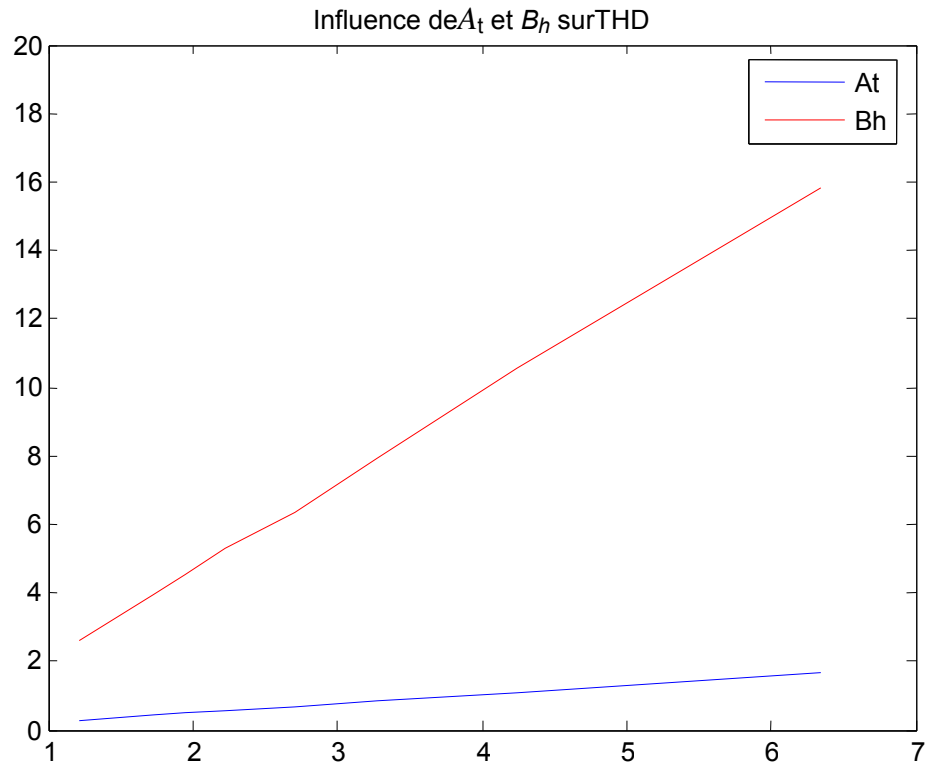


Figure (V.16) : Variation du THD en fonction de  $A_t$  et  $B_h$

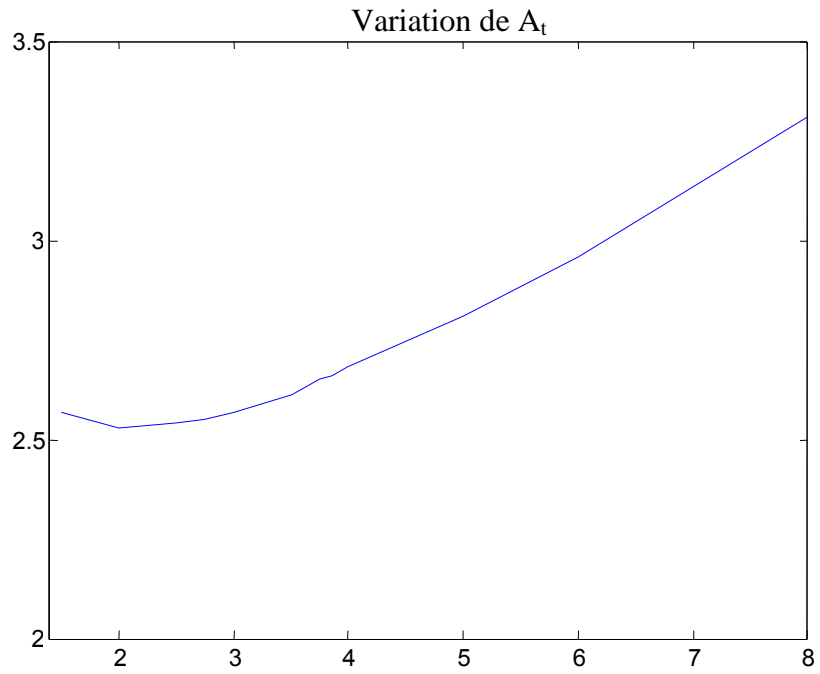


Figure (V.17) : Variation du THD en fonction de  $A_t$  en fixant  $B_h$  et la fréquence de commutation

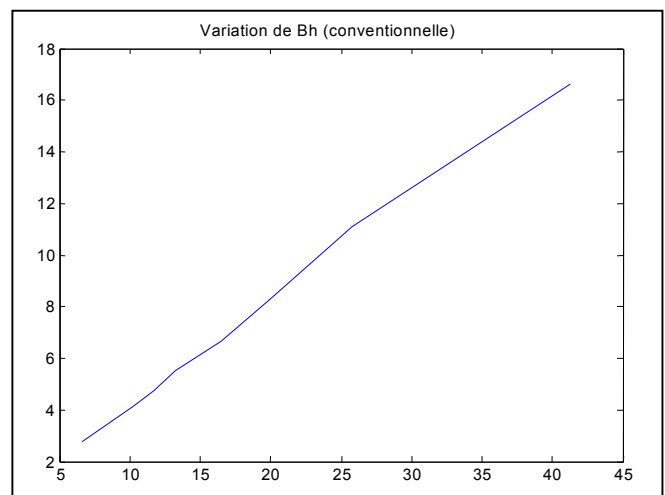
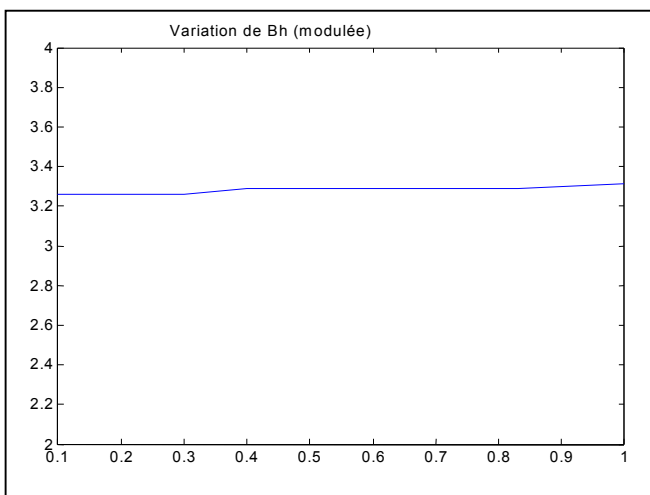


Figure (V.18) : Variation du THD en fonction de  $B_h$  en fixant  $A_t$  et la fréquence de commutation

❖ Variation de  $I_c$  et  $V_o$  :

1. Variation de courant  $I_c$  débité par la capacité :

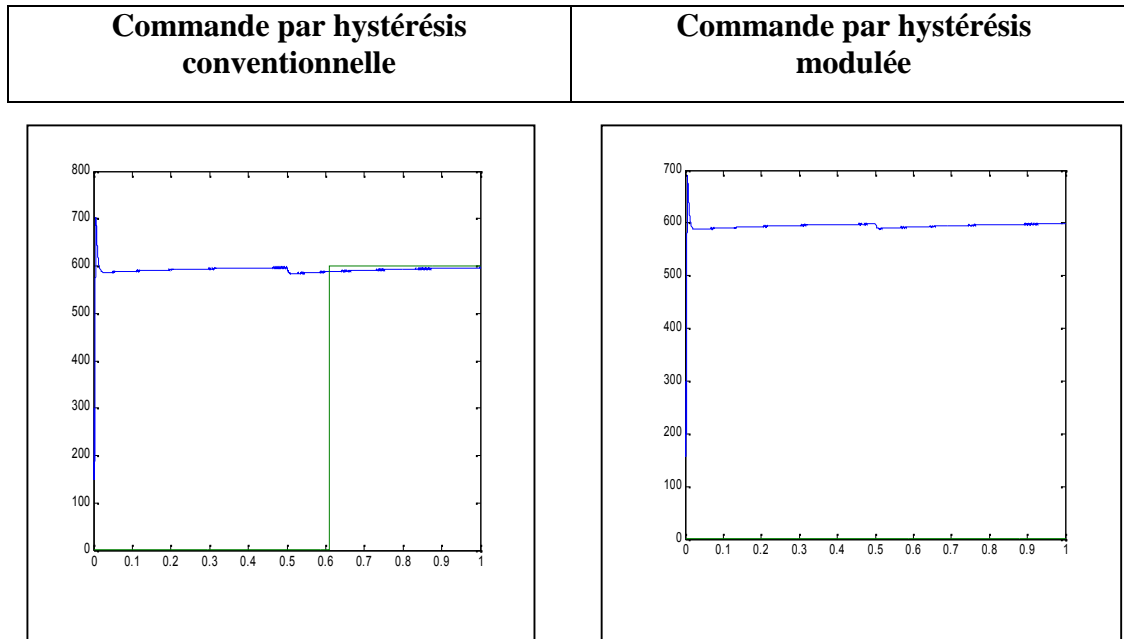
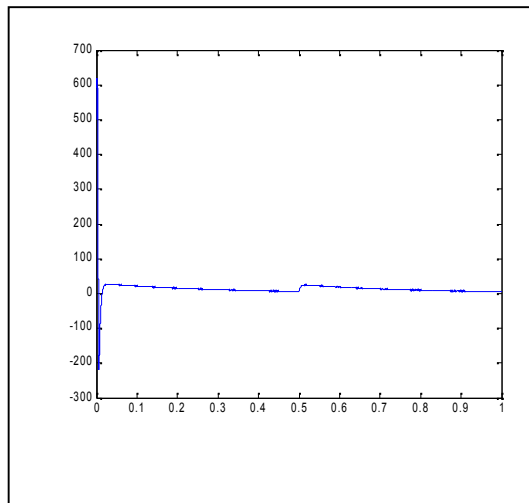
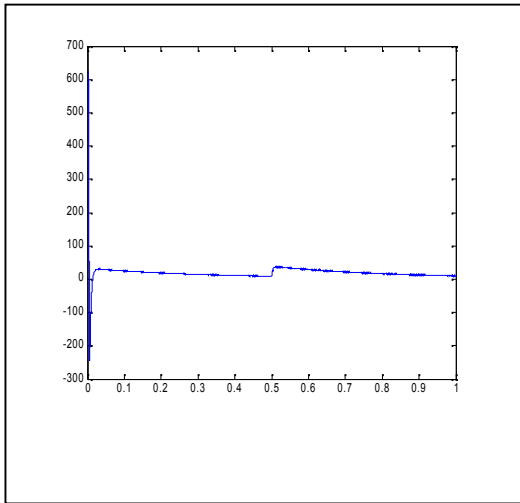
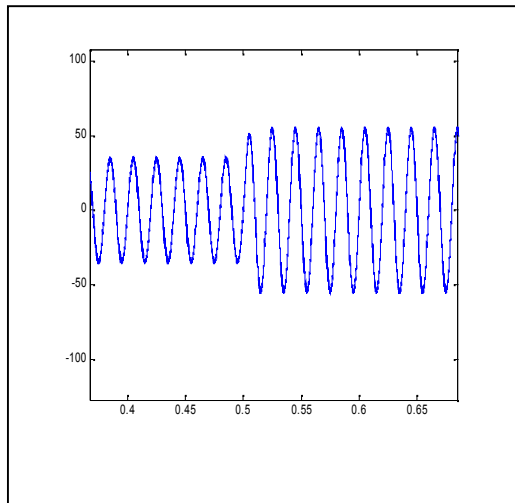
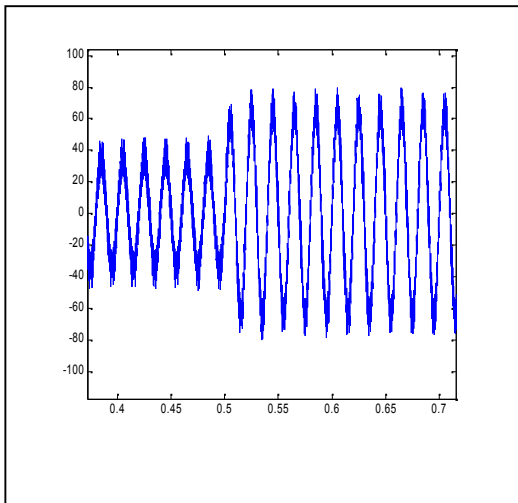


Figure (V.19.a) : Tension aux bornes de la capacité C



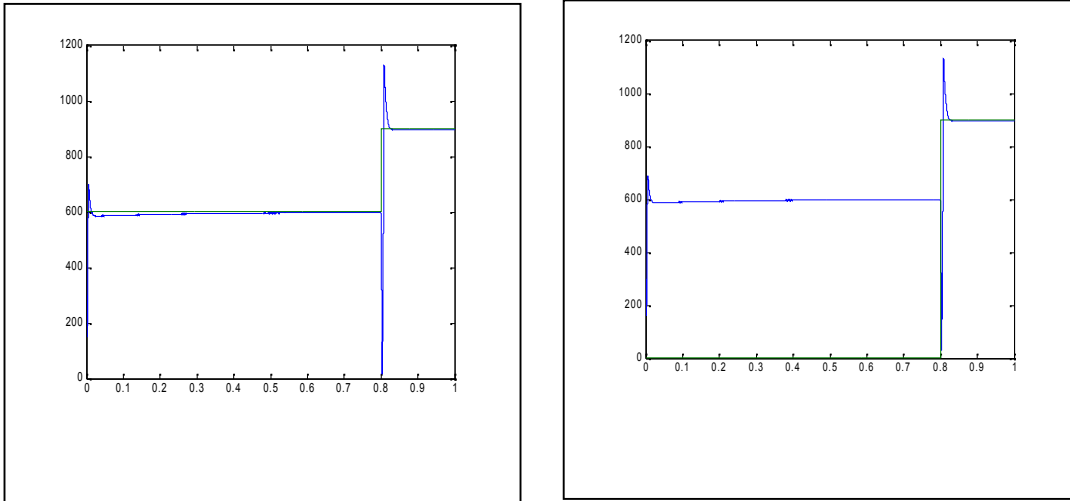
*Figure (V.19.b) : Courant débité par la capacité*



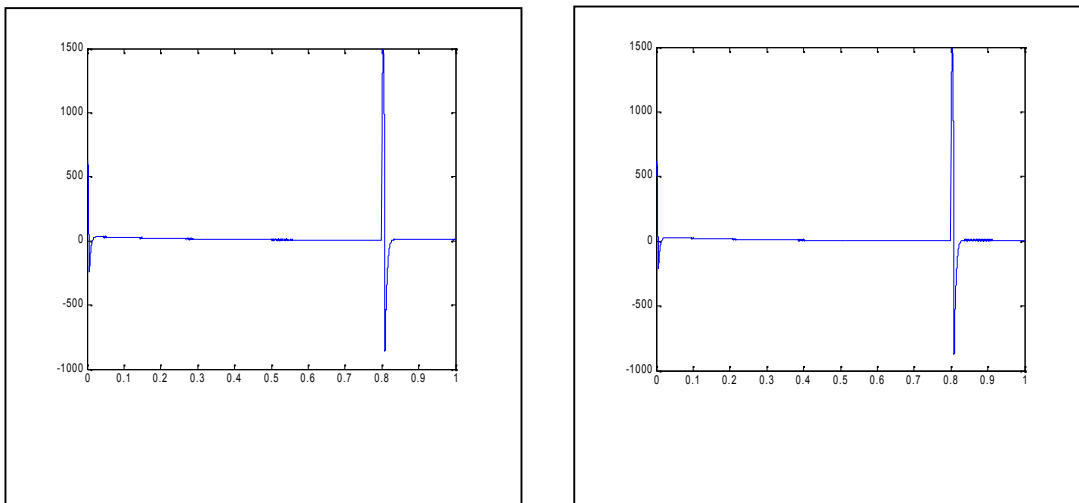
*Figure (V.19.c) : Forme d'onde du courant réseau*

*Figure (V.19) : Variation de  $I_c$  courant débité par la capacité*

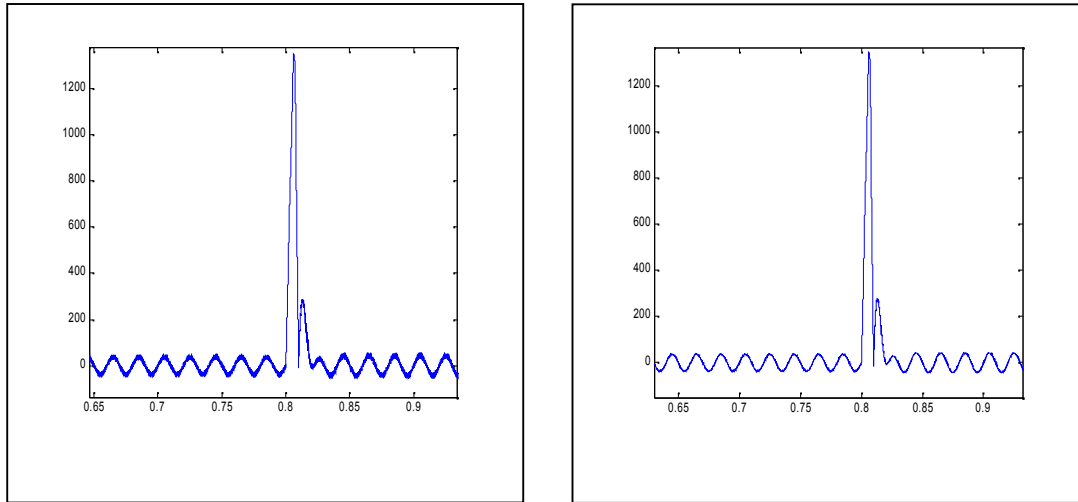
❖ **Variation de  $V_o$  tension aux bornes de la capacité C:**



*Figure (V.20.a) : Tension aux bornes de la capacité C*



*Figure (V.20.b) : Courant débité par la capacité C*



*Figure (V.20.c) : Forme d'onde du courant réseau*

*Figure (V.20) : variation du  $V_o$  tension aux bornes de la capacité*

### III. Les interprétations :

Le courant de charge et son analyse spectrale :

On constate que le redresseur absorbe des courants alternatifs non sinusoïdaux chargés de composantes harmoniques de rang  $(6k \pm 1)$ , comme on remarque aussi que le taux de distorsion harmonique est très important (THD=28,08%).

L'analyse spectrale du courant de référence :

La figure (V.4) montre que les courants harmoniques fournis par l'onduleur compensent exactement ceux de la charge dans le domaine des basses fréquences, on nomme basses fréquences le domaine fréquentiel dans lequel les harmoniques de charge doivent être compensés (les harmoniques du rang inférieur à 40). donc dès que le filtre débite, il en résulte de la compensation, un courant de ligne sinusoïdale comme l'illustre les figures (V.5) et (V.10).

Après filtrage, le spectre harmonique du courant de ligne est amélioré, grâce aux courants harmoniques délivrés par le filtre, qui ont compensé correctement les harmoniques existants sur le réseau. L'efficacité du filtrage soit commandé par hystérésis conventionnelle ou modulée est caractérisé par le taux de distorsion harmonique du courant après le filtrage .L'analyse spectrale du  $i_s(t)$ (figure(V.6) et (V.11)) montre que le THD est faible.

Le THD du courant  $i_s(t)$  est limité aux 50 premiers harmoniques est seulement de (0.0666 donc 6.66% avec hystérésis conventionnelle est 0.0215 donc 2.15% avec hystérésis modulée).

#### La tension côté continu :

La tension régulée suit relativement bien sa référence et se stabilise au voisinage de 600 V elle présente une faible ondulation due à la propagation des harmoniques au sein du convertisseur de côté alternatif vers le côté continu et à la charge et décharge du condensateur. On constate la diminution du pic de démarrage. L'ondulation de courant suit celle de la tension.

#### L'influence de la largeur de bande d'hystérésis sur le THD :

La figure (V.8) présente l'influence de la largeur de bande d'hystérésis sur le THD des courants de source. Nous constatons que le THD ne varie pratiquement pas avec la variation de la bande d'hystérésis modulée car la fréquence de commutations est constante dans ce mode de contrôle. Evidemment, ça ne sera pas le cas d'un contrôle par hystérésis à fréquence variable où le THD augmente sensiblement avec l'augmentation de la bande d'hystérésis.

#### L'influence de l'amplitude du signal triangulaire sur le THD :

La figure (V.17) illustre l'influence de l'amplitude du signal triangulaire  $A_t$  sur le THD des courants de source. Nous constatons que le THD varie sensiblement avec la variation du paramètre  $A_t$ .  $A_{B_h}$  fixé, le THD prend une valeur minimale selon la valeur de  $A_t$ . Toute augmentation ou diminution de  $A_t$  par rapport à cet optimum cause davantage de distorsion. De plus, de faibles valeurs de  $A_t$  conduisent à une fréquence de commutation variable

Les résultats obtenus avec les deux commandes montrent que la mise en œuvre du filtre actif permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant de source ce qui se traduit par la diminution du THD du courant de ligne après filtrage.

On constate que le THD obtenu avec la commande dite à hystérésis modulée est inférieure à celui obtenu avec l'hystérésis conventionnelle, cette dernière, malgré sa simplicité présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation variable non contrôlée, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans l'onde du courant. Pour un THD répondant à la norme avec une fréquence requise, l'hystérésis à modulation est plus recommandée (tableau(V.1), figure (V.15)).

## VI. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons montré par simulation que la méthode proposée “détection synchrone” est capable d’identifier correctement les composantes harmoniques des courants de charges.

Nous avons choisi la méthode dite “hystérésis modulée” en la comparant à “hystérésis conventionnelle”, pour poursuivre les courant de référence. Cette méthode permet d’une part, d’imposer une fréquence de commutation fixe, ce qu’elle à d’avantage par rapport à hystérésis conventionnelle, et d’autre part, elle garantit une dynamique satisfaisante en régime transitoire. De plus l’erreur de poursuite peut être minimisée si ses paramètres (amplitude de signal triangulaire  $A_t$  et largeur de bande d’hystérésis  $B_h$ ) sont correctement dimensionnés.

Dans ce chapitre aussi, nous avons étudié l’influence de ces paramètre sur la robustesse de cette méthode, et on l’a comparé à la méthode d’hystérésis conventionnelle, les résultats obtenus par simulation pour le filtre actif parallèle étudié ont montré la différence entre ces deux méthodes, comme on a vu que le THD de courant de la source varie sensiblement lorsque le paramètre  $A_t$  varie, alors que l’influence de  $B_h$  sur le THD est faible.

Donc nous avons étudié par simulation les performances d’un FAP triphasé contrôlé par les méthodes proposées, à savoir (détection synchrone et hystérésis modulée), les résultats obtenus on confirmés l’efficacité de nos méthodes.

# Conclusion générale

## CONCLUSION GENERALE :

Dans ce mémoire, nous avons étudié les filtres actifs, particulièrement, le filtre actif shunt à structure tension. Ce filtre est inséré dans un système constitué d'un réseau triphasé d'impédance de court-circuit non négligeable et pollué par un pont redresseur triphasé non commandé.

Nous avons présenté les méthodes d'extraction des harmoniques des courants absorbés par la charge non linéaire et qui sont des références pour le filtre actif. Les performances du filtre actif sont liées à la qualité des courants obtenues. Notre choix est porté sur la méthode de détection synchrone basée sur la transformée de Park, vue qu'elle intègre instantanément toute variation de contraintes sur le réseau et isole les composantes des courants fondamentaux harmoniques et réactifs. Cette méthode permet le choix du système de compensation des courants harmoniques.

Pour la commande du filtre actif, nous avons *utilisé* la commande par hystérésis conventionnelle et hystérésis modulée avec simulation. Le filtre actif a imposé la forme sinusoïdale pour les courants du réseau, le THD des courants de 28% passe à 6,66% pour hystérésis conventionnelle et 2.15% pour hystérésis modulée.

Comme perspectives, certains points abordés dans ce mémoire méritent un développement plus approfondi. On peut citer la réalisation d'un filtre actif parallèle débitant sur différentes charges non linéaires et *introduire* d'autres commandes plus performantes. *L'étude des performances* de l'association filtre actif parallèle - filtre passif et trouver une technique d'optimisation de la tension côté continu. Enfin *étudier* les performances d'un filtre actif parallèle sur un réseau déséquilibré.

# Partie bibliographie

**[1] M.A.E.ALALI,**

Thèse de doctorat « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », Université Louis Pasteur – Strasbourg I, le 12 Septembre 2002.

**[2] M.M.ABDUSALAM,**

Thèse de doctorat « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », Université Henri Poincaré, Nancy-I, le 29 mai 2008.

**[3] Z.ABDALLAH,**

Thèse de doctorat «Etude et simulation d'un Compensateur de Rééquilibrage de la Tension d'un Réseau Basse Tension », Université Hassiba Ben Bouali – Chlef, Promotion 2002.

**[4] S.BEAULIEU,**

Thèse de doctorat « Etude et Mise au Point d'un Filtre Actif d'Harmoniques en vue d'Améliorer la Qualité de l'Alimentation Électrique », Université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.

**[5] H.DJEGHLOUD,**

Thèse de doctorat « Filtrage Actif de Puissance », Université Mentouri Constantine, le 12 décembre 2007.

**[6] S.KARIMI,**

Thèse de doctorat « Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop": Application au filtre actif parallèle », Université Henri Poincaré, Nancy-I, le 26 Janvier 2009.

**[7] A.BOULAHIA,**

Thèse de doctorat « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique », Université de Constantine, le 28 Avril 2009.

**[8] F.Defay,**

Thèse de doctorat « Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif », l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Le 4 décembre 2008.

**[9] M. Ch.W.TAVAREZ,**

Thèse de doctorat « Les Perturbations dans les Réseaux Electriques dues aux Charges Non Linéaires: Application à la Station de Pompage de la Sones à NGAYE MEKHE », UNIVERSITÉ CIIIEIKH ANTA DIOP DE DAKAR, Année Académique: 2006 – 2007.

**[10] A.S.TOLEDO,**

Thèse de doctorat « Commande Directe et Observation des Convertisseurs de Puissance : Application à L'onduleur de Tension Triphasé », Institut National Polytechnique de Grenoble, le 28 novembre 2000.

**[11] Z.LOUNIS,**

Thèse de doctorat « Apports des Techniques de Cablages Laminaires dans un Onduleur à IGBT de Moyenne Puissance », L'Institut National Polytechnique de Lorraine, le 19 décembre 2000.

**[12] M.A.SHAMSI NEJAD,**

Thèse de doctorat « Architectures d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante », l'Institut National Polytechnique de Lorraine, le 11 juillet 2007.

[13] **Cahier technique n° 183**, Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs.

[14] **Cahier technique n° 152**, Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement.

[15] **H.Khouni**,

«Etude d'un filtre actif shunt commandé en MLI dont les courants sont réglés en PI », mémoire d'ingénieur, U.M.M.T.O, 2004.

[16] **S.Benakli, M.Chekal**,

« Compensation des harmoniques générés par un pont redresseur par un filtre actif shunt », mémoire d'ingénieur, U.M.M.T.O, 2003.

[17] **M.Aoues**,

« Filtrage actif des harmoniques générés par un redresseur triphasé », mémoire de magister, le 4 juillet 2004.

[18] **A.Ouamara, L.Oukid**,

« Evaluation de la distorsion harmonique dans un réseau industriel moyenne tension », mémoire d'ingénieur, U.M.M.T.O, 2010.

[19] **T.Abdelmalik**,

« Etude d'un filtre actif shunt triphasé commandé par hystérésis », mémoire d'ingénieur, U.M.M.T.O, 2005