

## Sommaire

### **I. Introduction général :..... 1**

#### **Chapitre I. Perturbation des réseaux électrique et principe de compensation**

I.1. Introduction .....	4
I.2. Qualité de l'énergie électrique : .....	4
I.3. Généralité sur les harmoniques .....	5
I.4. Origine des harmoniques : .....	6
I.4.1. Les types de sources harmoniques : .....	6
I.4.2. Caractéristiques des harmoniques : .....	7
I.4.3. Mesure des harmoniques : .....	7
I.4.4. Préventions et normes en vigueur .....	8
I.5. Effets des harmoniques : .....	10
I.6. Elimination des harmoniques .....	11
I.6.1. Solutions traditionnelles : .....	11
I.6.2. Solutions modernes : .....	12
I.7. Conclusions : .....	15

#### **Chapitre II. Etude de filtre actif parallèle à deux niveaux**

II.1. Introduction .....	16
II.2 Principe de filtre actif parallèle .....	16
II.3 Etudes de La partie puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension .....	18
II.3.1 Modélisation l'onduleur triphasé à deux niveaux classique .....	18
II.3.2 Système de stockage d'énergie : .....	21
II.3.3 Filtre de sortie .....	22
II.4 Etude La partie commande d'un filtre actif parallèle à structure tension.....	22
II.4.1. Contrôle du SAPF à deux niveaux .....	22
II.5. Régulation du courant du filtre actif parallèle par un correcteur PI.....	26
II.5.1. Principe de la régulation .....	26
II.6. Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux .....	27
II.6.1. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) : .....	27
II.7. Résultats de simulation .....	29
II.8. CONCLUSION .....	32

#### **Chapitre III. Etude de filtre actif parallèle à trois niveaux**

III.1. Introduction.....	33
III.2. Intérêt des onduleurs multiniveaux .....	33
III.3. Structure de SAPF à trois niveaux .....	34
III.3.1. Présentation générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C : .....	35
III.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux .....	43
III.4.1 Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	43
III.5. Résultats de simulation .....	43
III.6 Conclusion : .....	46

**Chapitre IV.  
parallèle**

**Application de la logique floue au filtrage actif**

IV.1. INTRODUCTION .....	47
IV.2. Principe de base de la logique floue .....	48
IV.2.1. Variables linguistiques et ensembles flous.....	48
IV.2.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance .....	49
IV.2.3 Opérateurs de la logique floue.....	50
IV.2.3.1 Opérateur ET (Intersection floue) .....	51
IV.2.4. Règles floues .....	52
IV.3. Commande par la logique floue .....	53
IV.3.1 Interface de fuzzification :.....	54
IV.3.2 Base des règles .....	54
IV.3.3 Mécanisme d'inférence flou .....	55
IV.3.4 Interface de défuzzification .....	56
IV.4. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue .....	57
IV.5. Synthèse du régulateur flou .....	58
IV.6. Application de la logique floue pour la commande du SAPF .....	58
IV.6.1. Conception d'un régulateur flou proposé .....	58
IV.7 Simulation et interprétation des résultats .....	60
IV.8. Etude comparative du FAP deux niveaux et trois niveaux.....	63
IV.9. Etude de robustesse.....	64
IV.10. Conclusion .....	64
<b>Conclusion général :.....</b>	<b>66</b>

**Annexe**

Annexe A : paramètres de simulation .....	68
Annexe B : Dimensionnement du régulateur.....	69

**Bibliographe**

Recherche bibliographe .....	74
------------------------------	----

## **I. Introduction général :**

L'électronique de puissance connaît depuis longtemps un développement considérable. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes comme les alimentations sans interruption, la commande des actionneurs pour la variation de vitesse, la compensation d'énergie réactive, et le chauffage par induction électrique, etc. Ces dispositifs permettent l'amélioration des conditions de fonctionnement des réseaux électriques.

La large utilisation des systèmes à base d'électronique de puissance, notamment les convertisseurs statiques, durant ces dernières décennies, a entraîné une dégradation significative de la qualité de l'énergie électrique. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges dites déformantes. Ces charges non linéaires, telles que les redresseurs à diodes et à thyristors, les gradateurs, les ordinateurs et leurs périphériques et les appareils de climatisation et d'éclairages à base de tubes fluorescents. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale Ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques et consomment généralement de l'énergie réactive et de ce fait introduisent des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique.

En effet, la présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des perturbations au niveau des réseaux électriques. Les effets néfastes les plus connus de la pollution harmonique se résument dans le dysfonctionnement de certains équipements électriques : l'échauffement des conducteurs, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, et les phénomènes de résonance avec les éléments composant le réseau.

Pour faire face à ce problème, les chercheurs du domaine n'ont pas épargné leurs efforts pour trouver des solutions efficaces et peu onéreuses qui permettent de diminuer l'émission des harmoniques. Parmi ces solutions, l'utilisation des filtres passifs est la plus ancienne.

Elle consiste à empêcher le courant harmonique produit par une charge polluante de se propager sur le reste du réseau en le piégeant dans un circuit d'éléments passifs LC connecté en parallèle avec la charge. Malgré sa simplicité et son faible coût, le filtre passif est lié aux variations de l'impédance de la source et peut mener à une résonance non voulue avec le réseau. De plus, ce type de filtre présente une non- adaptabilité aux variations de la charge et du réseau.

Cependant, les progrès remarquables réalisés au cours des dernières années, dans le domaine des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, les thyristors et les transistors particulier, a permis de concevoir des processus et des dispositifs d'élimination des harmoniques

auto-adaptables appelés compensateurs actifs d’harmoniques, ou encore filtre actif dont l’objectif est l’élimination des problèmes intrinsèques des filtres passifs.

Les filtres actifs sont un moyen efficace pour la compensation des harmoniques de courants ou de tensions générés par des charges non linéaires. Pour pallier au mieux aux contraintes industrielles, on utilise des filtres actifs parallèles, séries ou combinés. Dans ce travail, nous avons opté pour un filtre actif parallèle de puissance (Shunt Actif Power Filter-SAPF) destiné au filtrage des courants harmonique et la compensation de l’énergie réactive. Actuellement, ce filtre est la solution avancée de dépollution la plus adéquate tant au niveau de la production que de la distribution.

Par ailleurs, pour répondre aux besoins grandissants de l’industrie en puissances convertibles par les filtres actifs, il est nécessaire de trouver des solutions plus adaptées.

Une des solutions, est l’augmentation du niveau de tension. Cependant, l’augmentation de la tenue en tension d’un composant semi-conducteur entraîne une dégradation de ses performances statiques et dynamiques. Cette contrainte a conduit à l’émergence de nouvelles structures, basées sur l’idée de répartir la contrainte en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs connectés en série : les filtres multiniveaux.

De ce point de vue, l’objectif premier de cette thèse consiste à introduire de nouvelles structures de filtre actif parallèle à base d’onduleurs multiniveaux. Ces structures permettent d’obtenir une meilleure forme de la tension de sortie, tout en réduisant le taux de distorsion harmonique et les brusques variations de la tension lors des commutations. Il est à signaler que la qualité et les performances de la compensation des harmoniques sont étroitement liées à l’algorithme utilisé pour déterminer les grandeurs de référence.

Les objectifs de notre thèse sont donc :

L’étude de l’ensemble de ces systèmes de filtrage actifs (FAP) en utilisant diverses stratégies de contrôle à base de topologie de convertisseur type tension deux et trois-niveaux (NPC) à base de contrôleurs conventionnels en vue d’évaluer leurs performances,

Introduction de nouvelles approches de commande basée sur les techniques de la logique floue en vue de simplifier et améliorer les performances des systèmes de contrôle conventionnels,

Développement de modèles de simulation numérique reflétant le fonctionnement de ces systèmes de filtrage en utilisant le Logiciel MATLAB/Simulink et le ToolBox SimPowerSystem.

Le travail de recherche présenté dans cette thèse est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous identifions les différents problèmes affectant la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux basse tension et nous exposons leurs origines, causes et conséquences. Ensuite, nous présentons également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique en particulier le filtrage actif parallèle qui est retenu, par la suite, pour ses performances.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions théoriquement la topologie du filtre actif parallèle à deux niveaux et sa stratégie de commande. Nous exposons, notamment, la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées pour identifier les courants de référence. Pour le suivi des courants de référence, nous établissons la synthèse de la loi de commande en courant du filtre en utilisant la technique de commande par Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) intersective avec un régulateur conventionnel.

Le troisième chapitre est consacré à la description de la loi de commande implantée pour le contrôle du filtre actif à base d'onduleur multiniveaux. Tout d'abord, nous présentons brièvement quelques structures d'onduleurs multiniveaux existants, leur évolution technologique et leur principe de fonctionnement. Puis, la structure des filtres parallèles multiniveaux (trois niveaux) sont présentés et analysés en détail. De plus on va étudier, dans ce chapitre, l'importance de l'utilisation des onduleurs multiniveaux, notamment leurs avantages en termes de réduction de THD (Total Harmonic Distortion) du courant de la source.

Dans le quatrième chapitre, nous commençons par énoncer les fondements de la logique floue. Ensuite, nous présentons en détails la synthèse d'un régulateur flou assurant le réglage de courant d'un filtre actif parallèle à trois niveaux. Enfin, on va mettre l'accent sur l'efficacité de ce type de réglage par les résultats de simulation obtenus.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude.

Chapitre I.  
Perturbations des  
Réseaux Electriques et  
Principe de  
Compensation

## **I.1. Introduction**

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie[1]. En effet, ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux même s'ils sont alimentés par des tensions sinusoïdales. Ces courants circulent à travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales. Et Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques[2]

Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elles ont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquence différente de celle du fondamental [1]

Nous présentons dans ce chapitre la définition des harmoniques et leurs sources puis les normes internationales utilisées et en fin les solutions traditionnelles et modernes pour compenser les harmoniques dans le réseau.

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

La qualité de l'énergie est un concept très large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants [3] Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affectée sont d'une part les variations

- Lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations
- Rapides : surtensions transitoires, flicker ainsi que les harmoniques.

La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance [3]

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme

d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants

- La fréquence.
- L'amplitude.
- La forme d'onde qui doit être sinusoïdale.
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène [3] Ainsi, il est possible de distinguer :

- Les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes,
- Les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes,
- Les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

Dans ce qui suit nous nous restreindrons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques ainsi que leurs conséquences néfastes sur le réseau électrique.

### **I.3. Généralité sur les harmoniques**

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

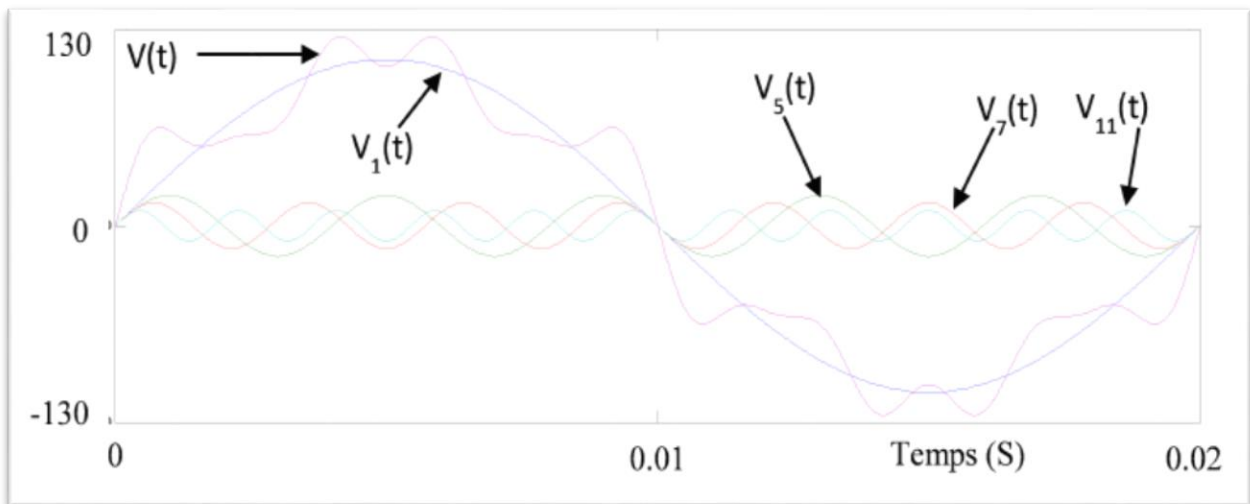
Un harmonique est défini comme étant une composante sinusoïdale d'un signal périodique, ayant une fréquence multiple de l'onde fondamentale. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 Hz et 2000 Hz (entre les harmoniques de rangs  $h=2$  et  $h=40$ ).

L'amplitude de rang 1 est appelée la composante fondamentale du signal électrique périodique ; dans notre cas c'est la (50 HZ).

L'amplitude de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son ordre. Les premiers rangs harmoniques tel que (3, 5, 7,9) ont des amplitudes élevées, d'où l'importance des courants injectés, raison pour laquelle il faut limiter ces harmoniques dans les normes. La figure.I.1



illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.



**Figure I. 1** Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques

#### I.4. 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[3]

##### I.4.1. Les types de sources harmoniques :

###### I.4.1.1 Sources harmoniques identifiables :

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux de haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie[3]

**I.4.1.2. Sources harmoniques non identifiables :**

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vu leur très large diffusion, ces équipements comportent souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique[3]

**I.4.2. Caractéristiques des harmoniques :**

Tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes.

$$I(t) = I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h * \cos(\omega_h * t + \varphi_h) \quad (I.1)$$

La composante zéro  $I_0$  de la série dite de Fourier est la composante continue, la première composante dite de rang 1 ( $h=1$ ) 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). Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang  $n$ , où  $n$  désigne le numéro de la composante[4]

**I.4.3. Mesure des harmoniques :**

La mesure des harmoniques est très importante car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie distribuée. Plusieurs critères existent pour mesurer les perturbations harmoniques mais c'est le Taux de Distorsion Harmonique qui est le plus couramment utilisé. On utilisera le terme T.H.D (Total Harmonic Distorsion) pour désigner le taux de distorsion harmonique

**I.4.3.1. Le taux de distorsion harmoniques**

Notre étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbée par la charge est entachée de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1^2} \quad (1.2)$$

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

Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

#### I.4.3.2. Le facteur de puissance :

En présence des harmoniques, la puissance apparente  $S$  est composée de trois parties : active  $P$ , réactive  $Q$  et déformante  $D$ . Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.3)$$

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

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance  $FP$  est égal au quotient de la puissance active  $P$  par la puissance apparente  $S$  :

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.4)$$

#### I.4.3.3. Relation entre facteur de puissance et THD :

En présence des harmoniques, l'expression de facteur de puissance (PF) devient

$$F_P = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1.5)$$

La qualité de ces mesures devient de plus en plus importante. De ce fait, de nombreux fabricants proposent des instruments pour la mesure de toutes ces grandeurs, ce qui n'est pas du tout évident lorsque l'on a des charges variables ou des réseaux non équilibrés

#### I.4.4. Préventions et normes en vigueur

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des

normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM).

La C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale) et l'I.E.E.E (Institute of Electrical and Electronics Engineers) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique. La CEI est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'IEEE est une association professionnelle [4]. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial.

Tableau.I 1 : Limites de perturbations définies par EN 50160

Perturbation	Normes
Amplitude de la tension	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage <math>V_n \pm 10\%</math></li> </ul>
Variations rapides de la tension	De 5% à 10% de $V_n$ (4 à 6% en moyenne tension)
Creux de tension	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Profondeur : entre 10% à 99% de <math>V_n</math></li> <li>• Durée : entre 10 ms et 1 minute</li> <li>• Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an</li> </ul>
Coupures brèves	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durée : jusqu'à 3 minutes</li> <li>• Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an</li> </ul>
Coupures Longues	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durée : supérieure à 3 minutes</li> <li>• Nombre : entre 10 et 50 par an</li> </ul>
Fréquence	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 50 Hz <math>\pm</math> 1% pendant 95% d'une semaine</li> <li>• 50Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine</li> </ul>

Tableau.I 2 : classification des normes concernant la qualité de l'énergie électrique

Thèmes	Normes
Classification de la qualité d'énergie	CEI 61000 – 2 – 5 : 1995 CEI 61000 – 2 – 1 : 1990 IEEE 1159 : 1995
Creux /Surtension/Interruption	CEI 61009 – 2 – 1 : 1990 IEEE 1159 : 1995
Harmoniques	CEI 61000 – 2 – 1 : 1990 CEI 61000 – 2 – 2 CEI 61000 – 3 – 2 CEI 61000 – 4 – 7 : 1991 IEEE 519 : 1992
Flicker de tension	CEI 61000 – 4 – 15 : 1997
Transitoires	CEI 61000 – 2 – 1 : 1990 CEI 816 : 1984 IEEE 1159 : 1995

Les caractéristiques principales de la tension fournie par un réseau de distribution (MT ou BT), définies par la norme Européenne EN 50160, précisent les tolérances qui doivent être garanties pour la tension et la fréquence ainsi que les niveaux des perturbations habituellement rencontrés. Le Tableau.(I.2) suivant précise les valeurs adoptées[3]

Afin de concilier les distributeurs et les consommateurs, des normes ont été dictées. Le Tableau. I.2 résume les principales normes concernant la qualité d'énergie et la tension dans les systèmes électriques. Le Tableau (I.3), repris de la norme CEI 61000-2-2, présente les caractéristiques et le niveau de compatibilité pour les harmoniques au point de raccordement du client pour un réseau satisfaisant la norme CEI 1000-2-4.

Tableau.I 3: Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension (Norme CEI 61000-2-2)

Rangs impairs non multiples de 3		Rangs impairs multiples de 3		Rangs pairs	
Rang	Tension harmonique (%)	Rang	Tension harmonique (%)	Rang	Tension (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+1.3*25/h$				

### I.5. Effets des harmoniques :

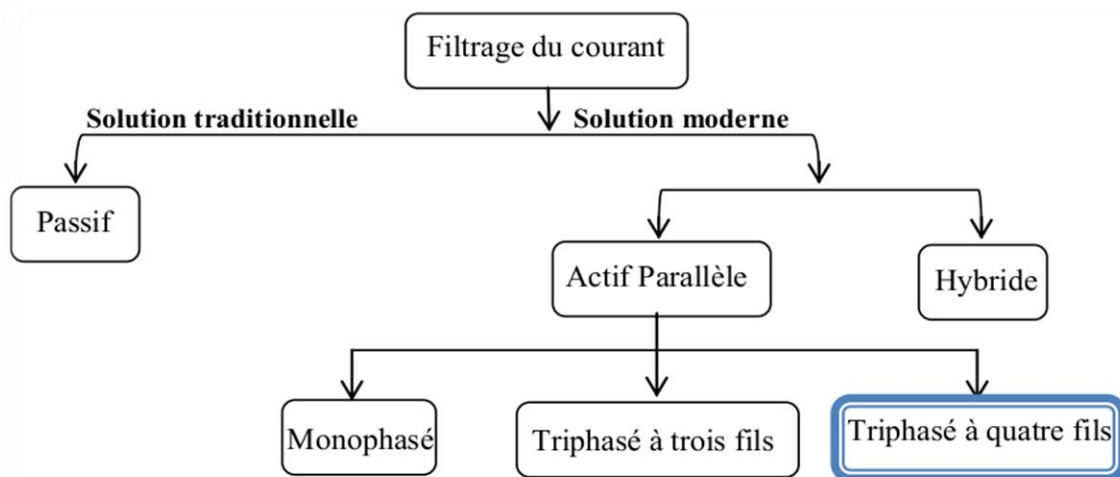
De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités tels que les déformations des formes d'ondes entraînant dysfonctionnements, l'augmentation des valeurs crêtes créant des claquages de diélectriques ou des valeurs efficaces induisant des échauffements et donc des pertes supplémentaires aussi bien en courant qu'en tension, ainsi qu'un étalement spectral provoquant des vibrations et des fatigues mécaniques.

L'ensemble de ces effets ont un impact économique non négligeable à cause des surcoûts, de la dégradation du rendement énergétique, du surdimensionnement, et des pertes de productivité

## I.6. Elimination des harmoniques

Deux types de solutions sont envisageables. La première consiste à utiliser des éléments passifs, tandis que la seconde consiste en la mise-en œuvre d'un filtrage des composantes harmoniques à base des semi-conducteurs. La première classe de solutions s'intéresse à la conception tandis que la seconde consiste à compenser les courants ou les tensions harmoniques

Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distinguées : les solutions traditionnelles et les solutions modernes



**Figure I. 2** Principe de la compensation active

### I.6.1. Solutions traditionnelles :

Les solutions les plus simples et les premières utilisées sont des solutions passives où des modifications structurelles pour traiter directement les harmoniques qui sont bien connues, telles que :

- Le déclassement de l'installation électrique : l'utilisateur ne souhaite pas résoudre les problèmes de pollution mais seulement se soucie de la bonne santé de ses équipements. Cette approche, économiquement très contraignante, ne s'applique que pour des installations nouvelles [3].
- L'augmentation de la puissance de court-circuit [5] : La puissance harmonique augmente lorsque la puissance de court-circuit diminue si l'on ne prend pas en compte les phénomènes de résonance. On a donc intérêt à connecter les sources polluantes à un point du réseau où

l'impédance réseau est la plus faible possible en séparant magnétiquement les différentes charges.

- Les transformateurs à couplage passif : certains couplages du type triangle zigzag permettent de supprimer les harmoniques de rang [3] et leurs multiples au prix de l'augmentation de l'impédance de ligne, et donc d'une augmentation de la distorsion de la tension.
- Les filtres passifs : une solution intéressante pour supprimer un rang d'harmonique est d'accorder un filtre du type LC sur cette fréquence, mais cela implique quelques problèmes. La conception de tels filtres s'avère assez délicate et nécessite une très bonne connaissance du réseau au point de connexion de la source [3]

### **I.6.2. Solutions modernes :**

Deux raisons principales ont conduit de concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques

Le principe de base des filtres actifs parallèles a été originalement présenté par H. Sasaki et T. Machida en 1971.

#### **I.6.2.1. Filtres actifs :**

Les filtres actifs sont composés d'onduleurs qui sont des convertisseurs statiques de puissance alimenté par une source de courant ou de tension continue, l'onduleur peut délivrer un courant ou une tension dont le contenu harmonique dépend uniquement de la loi de commande des interrupteurs

Nous citerons trois topologies possibles de filtres actifs :

- Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive,
- Le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension,

La combinaison parallèle-série actifs : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension

La figure 1.1 présente le principe d'un compensateur actif de type parallèle qui permet de compenser les harmoniques de courant de la charge polluante.

#### I.6.2.1.1. Filtre actif parallèle(FAP) :

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la Figure. (I.2). Plus souvent il est 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 (FAP) 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.

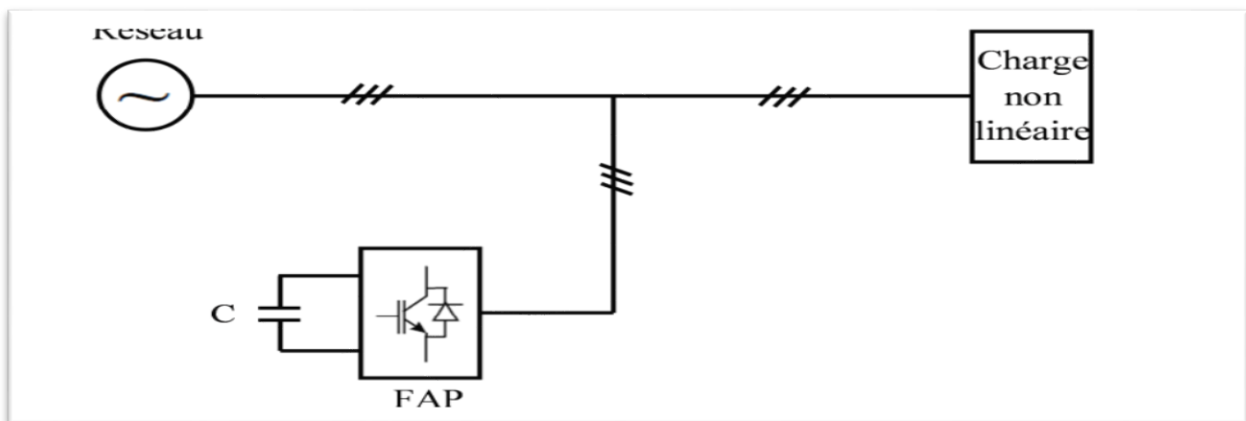


Figure I. 3 Filtre actif parallèle

#### I.6.2.1.2. Filtre actif séries(FAS) :

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau (figure1.3). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs  $\mu$ a travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre : elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques consommés par la charge



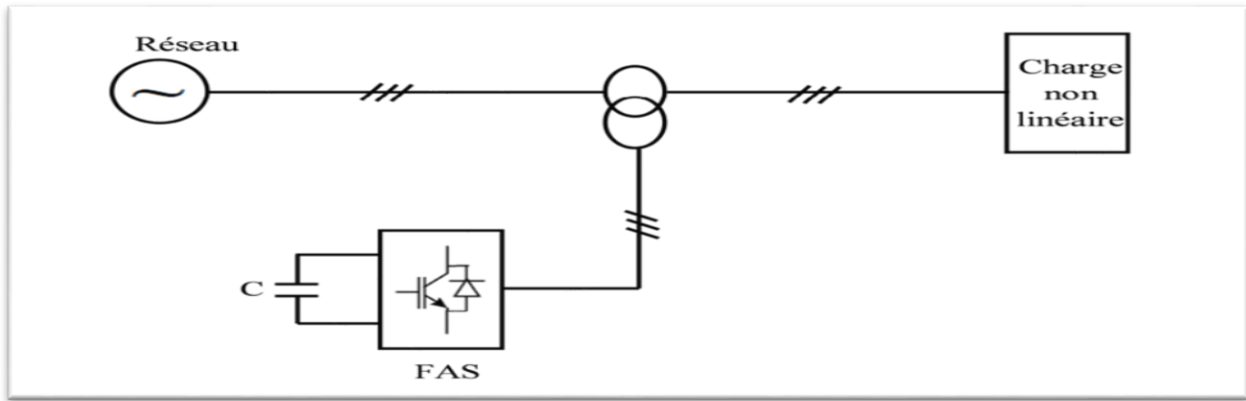


Figure I. 4 Filtre actif série

**I.6.2.1.3. Combinaison parallèle-série actif :**

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure 1.4). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèlesérie actifs ou Unified Power Quality Conditioner (UPQC Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci.

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la (figure 1.4) permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

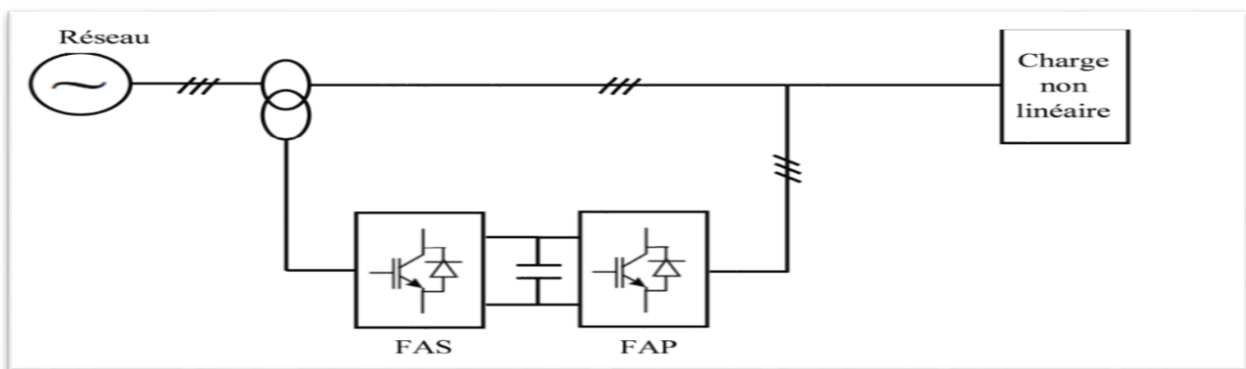


Figure I. 5 Filtre actif série-parallèle

**I.6.2.2. Alimentations sans interruption (UPS) :**

Les alimentations sans interruption ont été développées au début des années 60 pour protéger les grands centres informatiques. Depuis, elles se sont généralisées et sont devenues des dispositifs à usage quasi systématiques. Une alimentation sans interruption ou de secours est destinée à faire face aux perturbations affectant la tension du réseau (creux, variations de fréquence,

coupures). Son principe est de produire un système de tensions alternatives assurant la continuité de l'alimentation des charges critiques, dont la performance est en outre garantie par une batterie intégrée

Une alimentation sans interruption est constituée principalement par deux convertisseurs :

- Un onduleur de tension destiné à produire un système de tensions alternatives de forme sinusoïdale pour suppléer le réseau si nécessaire.
- Un redresseur à diodes connecté au réseau alternatif pour alimenter le bus continu de l'onduleur et pour charger une batterie d'accumulateurs

### **I.6.2.3. FACTS :**

Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles, terme traduit de l'anglais "Flexible Alternating Current Transmission Systèmes(FACTS)", peuvent contribuer à faire face aux problèmes rencontrés dans l'exploitation des réseaux électriques. Le concept FACTS, introduit en 1986 par l'Electric Power Research Institute (EPRI), regroupe l'ensemble des dispositifs basés sur l'électronique de puissance qui permettent d'améliorer l'exploitation d'un réseau électrique.

### **I.7. Conclusions :**

Dans ce chapitre nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique après avoir les effets des harmoniques sur les différents installations et équipements connecté au réseau, Ensuite, nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

On a vu que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement celui des composants semi-conducteurs) et des outils de commande, l'amélioration des signaux des tensions sont envisageables efficacement aux différents niveaux du réseau. Partant les filtres actifs et les dispositifs FACTS permettent de compenser les creux et les fluctuations de tension en plus de la compensation de la puissance réactive.



# Chapitre II.

## Etude de filtre actif parallèle à deux niveaux

## **II.1. Introduction**

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

- Générer les courants de référence à l'aide d'algorithmes d'identification ;
- Contrôler l'onduleur afin de reproduire exactement ces courants harmoniques.

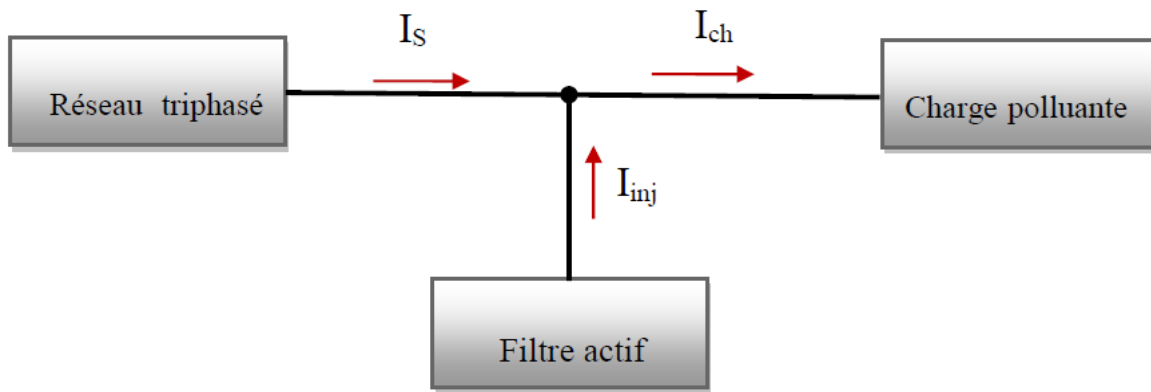
Ce chapitre comporte trois parties, la première partie décrit la structure générale du filtre actif parallèle à deux niveaux. La deuxième partie, consiste à étudier la méthode de calcul des courants de référence. Nous traitons dans la dernière partie le contrôle des courants du filtre actif par un procédé classique utilisant la technique de commande par *MLI* avec un régulateur *PI*. Des validations par simulation et expérimentation seront effectuées et représentées.

## **II .2 Principe de filtre actif parallèle**

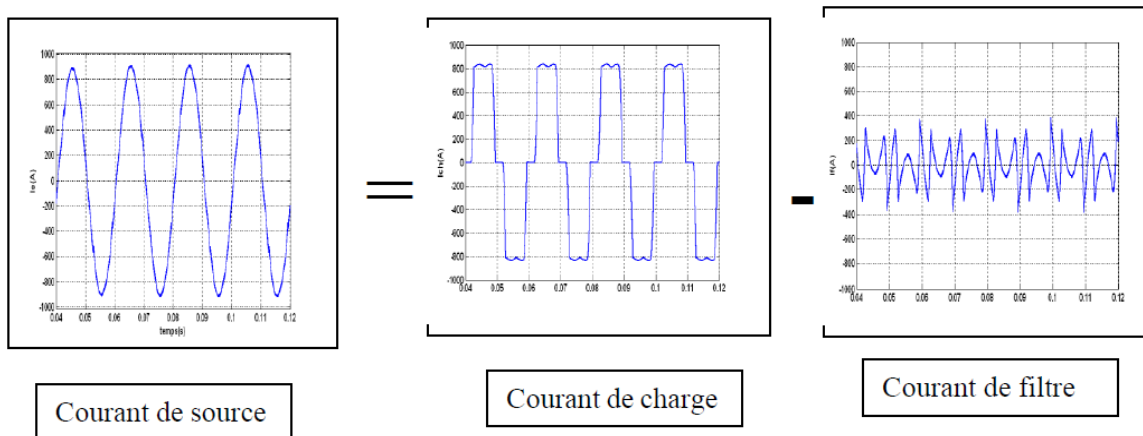
Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec le réseau, afin que la somme avec ceux-ci soit nulle. On obtient alors des courants alternatifs au niveau du réseau. Il permet donc de supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de charge non linéaire.

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

En générale, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux BT et MT. Son impédance totale vis à vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec les performances appréciables [7]. Sa structure est la suivante :



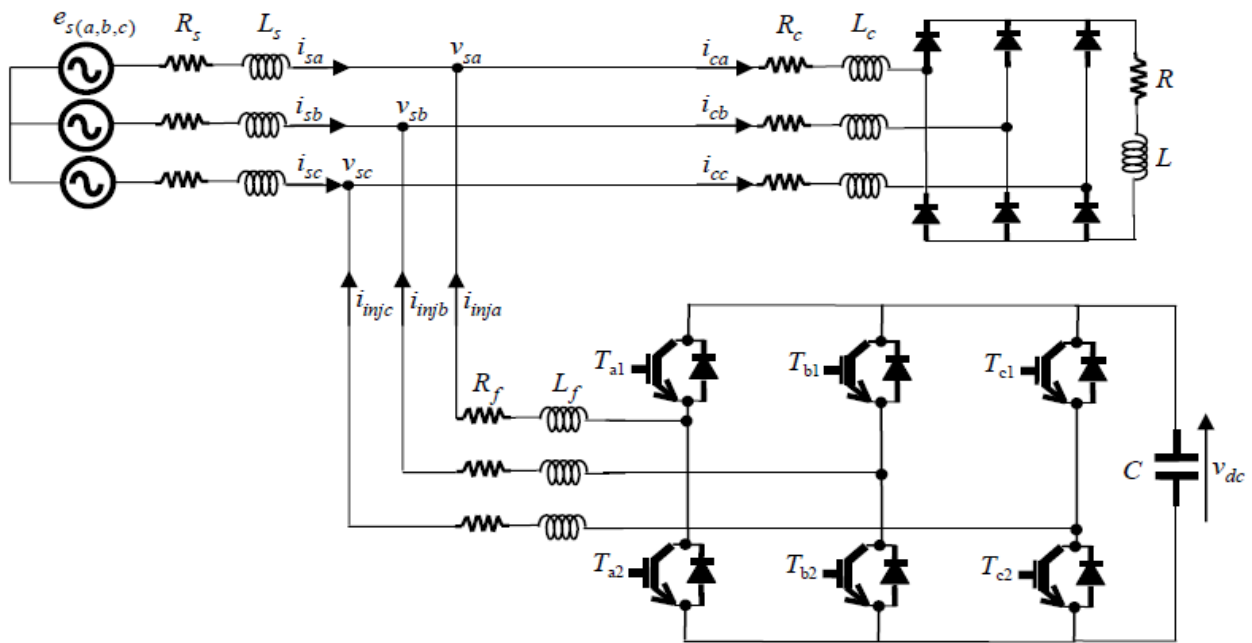
**Figure II. 1** Principe du filtre actif parallèle



**Figure II. 2** Courant de source, charge et filtre

Nous distinguons donc deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant. Nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension.

Le filtre actif se compose de deux parties distinctes : La partie puissance et la partie commande. La partie puissance est constituée d'un élément de stockage d'énergie, d'un pont onduleur triphasé et d'un filtre de sortie généralement du premier ordre. Pour la partie commande, on a le bloc d'identification des courants de références, le contrôle des courants injectés au réseau ainsi que la commande des interrupteurs.



**Figure II. 3** Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux à niveaux proposé.

### II.3 Etudes de La partie puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension

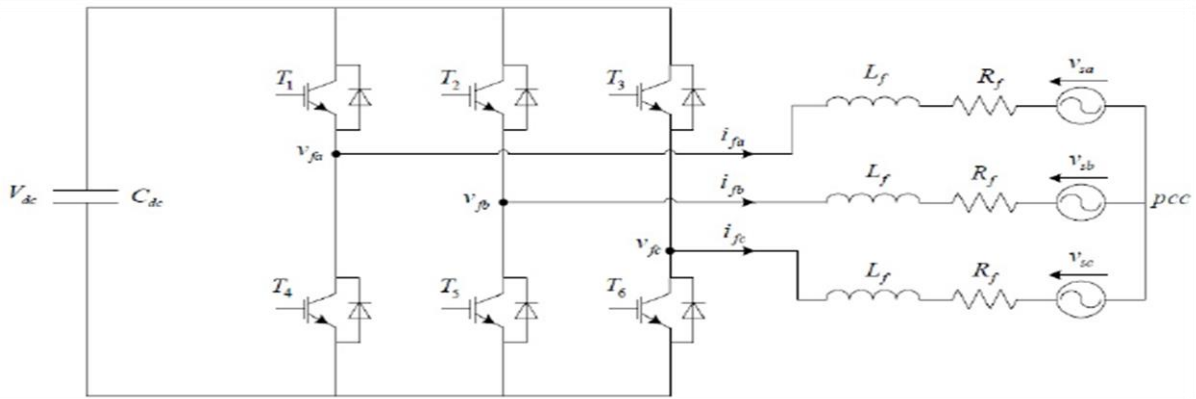
Le schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension est donné sur la figure (II.3) On y distingue trois éléments

- Un onduleur de tension ;
- Un circuit capacitif de stockage de l'énergie ;
- Un filtre de sortie ;

#### II.3.1 Modélisation l'onduleur triphasé à deux niveaux classique

##### II.3.1.1 Onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure (II.3), il est constitué de trois bras (A,B,C) composés chacun de deux transistors IGBT et deux diode en antiparallèle, la sortie de cet onduleur peut prendre deux niveaux de tension (+Vdc,-Vdc) dépendante de la tension de la source continue et des impulsions de commande des interrupteurs.



**Figure II. 4** Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

En pratique, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre [6,8]. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure (II.4) dépendent de l'état des signaux de commande ( $S_a S_b S_c$ ) [6].

**II.3.1.2 Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux :**

Pour chaque interrupteur  $T_k$  ( $K = a, b, c$ ) on définit une fonction de commutation  $S_k$ :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ est fermé et } T_4 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_1 \text{ est ouvert et } T_4 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } T_2 \text{ est fermé et } T_5 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_2 \text{ est ouvert et } T_5 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } T_3 \text{ est fermé et } T_6 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_3 \text{ est ouvert et } T_6 \text{ est fermé} \end{cases}$$

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

$$S_{k1} = 1 - S_{k2} \tag{II.1}$$

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif, alors les trois tensions composées :  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ac}$  sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} + V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} + V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} + V_{an} \end{cases} \tag{II.2}$$

Les tension simples forment un système de tensions triphasés équilibrées est triphasée équilibrées  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ , on aura donc :



$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[V_{ab} + V_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[V_{bn} + V_{cn}] \\ V_{cn} = (1/3)[V_{ca} + V_{bc}] \end{cases} \quad (II.3)$$

En faisant apparaître le point 'o', les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{bo} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{co} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{ao} \end{cases} \quad (II.4)$$

En remplaçant (II-3) dans (II-4) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = (1/3) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$V_{no} = (1/3)[V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (II.6)$$

L'utilisation de l'expression II-1 permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

### II.3.1.3 Différente configurations d'un onduleur à deux niveaux

Une analyse topologie de l'onduleur triphasé à deux niveaux figure (II.5) montre qu'il existe huit configuration possible.

Ces différentes configurations (états) sont utilisées pour assurer le fonctionnement de l'onduleur figure (II.5), et qui sont présentées dans le Tableau II.3.

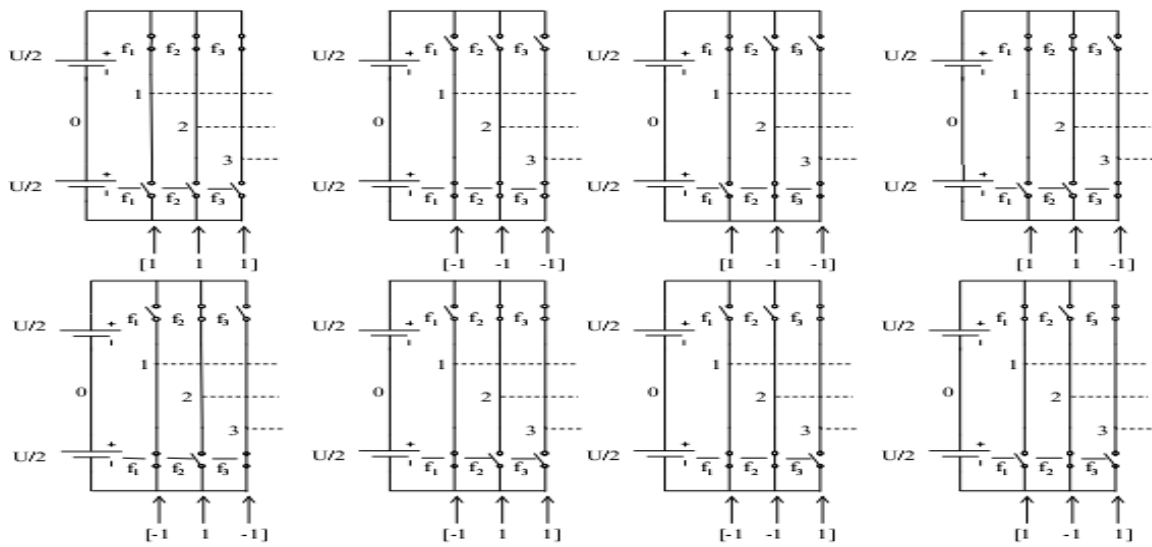


Figure II. 5 Les huit configurations d'interrupteur d'un onduleur deux niveaux de tension

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

Vecteu r	$s_{a1}$	$s_{b1}$	$s_{c1}$	$v_{fa}$	$v_{fb}$	$v_{fc}$
$v_0$	0	0	0	0	0	0
$v_1$	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
$v_2$	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
$v_3$	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
$v_4$	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
$v_5$	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
$v_6$	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
$v_7$	1	1	1	0	0	0

II.3.2 Système de stockage d'énergie :

La source continue de l'onduleur de tension est un condensateur ( $C_{dc}$ ) qui joue le role d'une source de tension continue ( $V_{dc}$ ) [9]. Une certaine quantité de l'énergie doit être emmagasinée en permanence dans la source continue. Mais à cause des pertes dans les interrupteurs et dans le condensateur, la source continue doit recevoir son énergie du réseau continuellement à travers le convertisseur. Pour son fonctionnement, la tension ( $V_{dc}$ ) est maintenue constante afin de remédier aux fluctuations qui peuvent affecter la qualité du filtrage [10].

### II.3.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie a pour rôle d'assurer la liaison entre le réseau et l'onduleur de tension. Le dimensionnement de ce filtre doit tenir compte les deux points important suivants :

- Il doit fournir une atténuation suffisante des rebondissements causés par la commutation des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif ;

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} \quad (II.8)$$

Il doit préserver les performances du filtre *actif*, définie par :

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature, il est compose d'une inductance  $L_f$  et de résistance interne  $R_f$ . Une valeur relativement faible de  $L_f$  permet d'obtenir une bonne dynamique du FAP en satisfaisant l'égalité (2.9) [9-11].

## II.4 Etude La partie commande d'un filtre actif parallèle à structure tension

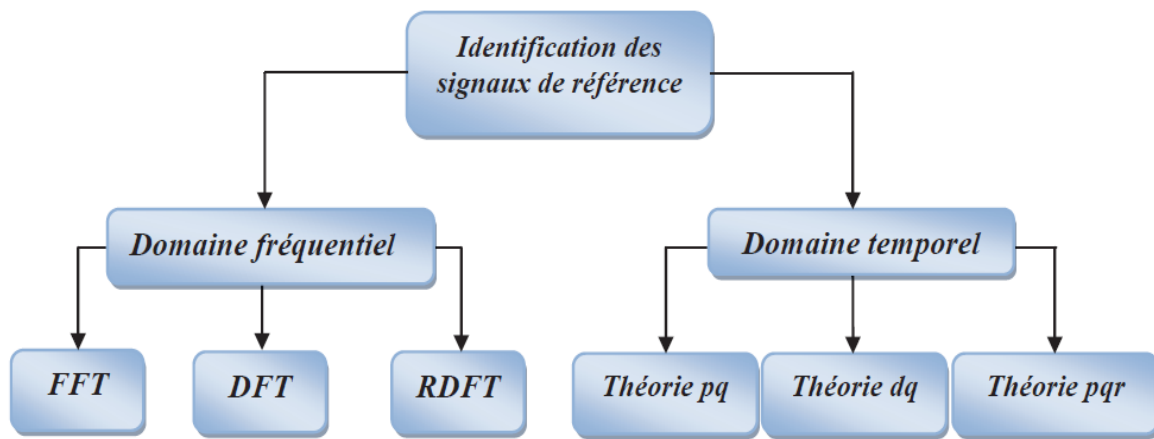
### II.4.1. Contrôle du SAPF à deux niveaux

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

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

#### II.4.1.1. Identification des courants harmoniques

Les méthodes d'identification des grandeurs harmoniques sont classées dans deux domaines, fréquentiel et temporel [12]. La Figure 3.1 illustre les techniques d'estimation de signal de référence pris en considération.



**Figure II. 6** Les techniques d'identification des harmoniques

#### II.4.1.1.1 Identification dans le Domaine Fréquentiel

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont basées sur l'analyse fréquentielle de la tension ou du courant non sinusoïdaux, pour en extraire les harmoniques de compensation [13]. L'utilisation de la transformation de Fourier, nous permet de séparer les composantes harmoniques des signaux pollués et combinées pour générer les commandes de compensation [14].

Les méthodes du domaine fréquentiel nécessitent une grande capacité de mémoire de calcul lorsque on augmente le nombre d'harmoniques à éliminer et les résultats prévus au cours de l'état transitoire peuvent être imprécises [15].

#### II.4.1.1.2 Identification dans le Domaine Temporel

Le principe de la stratégie d'identification dans le domaine temporel est d'extraire par filtrage les-harmonique de tension ou de courant en temps réel, en séparant le fondamental des harmoniques. Cette technique utilise des formules algébriques faciles à implanter et réduit considérablement l'effort de calcul ; s'ajoute à cela le fait qu'elle permet d'identifier tous les harmoniques [13] ; d'autre part elles sont largement utilisées pour le calcul de courant de référence [16]. Les algorithmes principalement utilisés dans le domaine temporel sont : la théorie de puissance instantanée active-réactive ( $pq$ ) et la théorie du référence synchrone ( $dq$ ), ainsi que la théorie des puissances instantanées dans le référentiel ( $pqr$ ).

##### II.4.1.1.2.1 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées :

Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de mettre en œuvre la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées, car elle est d'une grande souplesse en permettant de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation [6].

La méthode des puissances instantanées introduite par H. Akagi *et al.* [17], [18]. Elle est basée sur les valeurs instantanées dans les systèmes d'alimentation triphasés avec ou sans neutre, en plus elle est valable pour les opérations en régime permanent ou transitoire [86].

La théorie ( $pq$ ) met en œuvre une transformation d'un système de références stationnaire en coordonnées  $abc$ , à un système de coordonnées  $(\alpha, \beta)$ . Elle correspond à une transformation algébrique, connu sous le nom de la transformation de Clark, qui produit également un système de référence fixe, où les coordonnées  $(\alpha, \beta)$  sont orthogonales les unes aux autres [19].

La transformation se fait à partir de la relation suivant :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Si on applique cette relation sur le courant de charge et la tension de la source on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

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

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Chaque composante, réelle et imaginaire, de la puissance instantanée s'exprime comme étant la somme d'une composante continue et d'une composante alternative, ce qui nous permet d'écrire [20], [21] :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (II.12)$$

Où

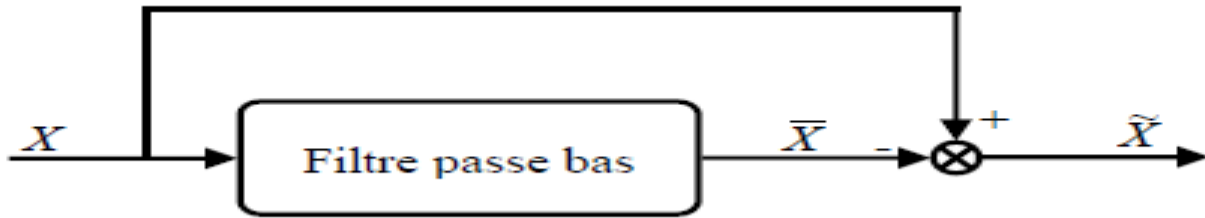
$\bar{p}, \bar{q}$  sont les composantes continues de  $p$  et  $q$  ;

$\tilde{p}, \tilde{q}$  sont les composantes alternatives de  $p$  et  $q$  ; L'inverse de l'équation (II.11) des puissances active et réactive permet d'établir la relation

(II.13) des courants  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Pour identifier une des trois composantes, par les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelles et imaginaires doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant deux filtres, le premier pour isoler la partie  $\bar{p}$  de la puissance active instantanée, le second pour isoler la partie  $\bar{q}$  de la puissance réactive instantanée, comme le présente la Figure (II.7).



**Figure II. 7** Schéma représentant le principe de séparation des puissances.

En considérant les équations (II.12) et (I.13), nous pouvons séparer le courant dans le repère  $(\alpha, \beta)$  en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et somme des harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \left\{ \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II.14})$$

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive, ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  et  $\tilde{q}$ . Dans ce cas, les courants de référence sont par :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ V_\beta & -V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés  $i_{ref\alpha}$  et  $i_{ref\beta}$  par la transformation inverse de Concordia. Ces courants représentent les perturbations et deviennent les courants de référence qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les harmoniques.

$$\begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

**II.4.1.2.1. Algorithme d'identification :**

La Figure (II.8) présente l'algorithme général du filtrage harmonique en utilisant la transformation  $(\alpha, \beta)$ . Le courant de source de référence déterminé par cette méthode est soustrait du courant de charge pour déterminer le courant filtre de référence. Ce dernier est comparé au courant réel généré par le filtre pour déterminer la commande des interrupteurs du filtre actif.

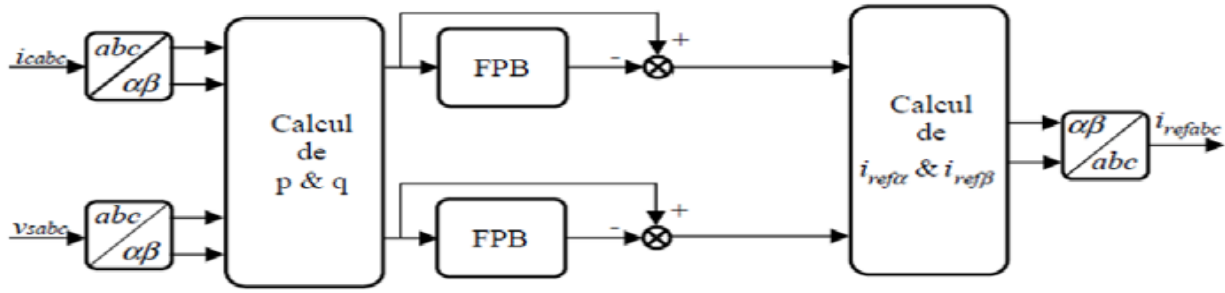


Figure II. 8 Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées

**II.5. Régulation du courant du filtre actif parallèle par un correcteur PI**

Le but de la boucle de régulation du courant est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur. La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les conditions suivantes [23], [24] :

- La bande passante du régulateur doit être assez large afin de ne pas introduire un retard important ;
- Le fonctionnement de la régulation ne doit pas être perturbé par les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Ces harmoniques doivent être atténués à la sortie du régulateur.

**II.5.1. Principe de la régulation**

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant par ce régulateur est illustré par la figure. (II.9).

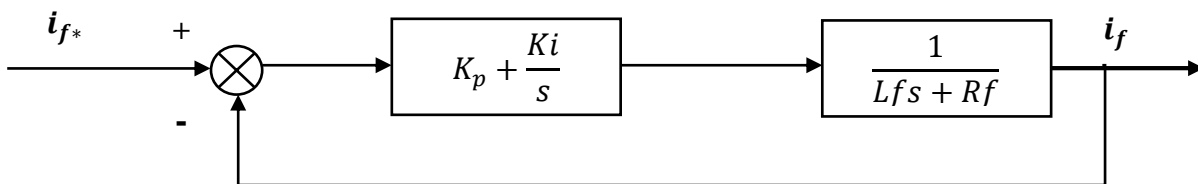


Figure II. 9: Boucle de régulation du courant

Le signal de sortie du régulateur est sommé à une image de la tension du réseau de façon à compenser totalement l'effet de cette tension sur le comportement statique de la boucle de courant [6], [22].

## II.6. Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux

Les performances du filtre actif, notamment la diminution du *THD* du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des courants de référence, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension [27], [1]. Différentes commandes sont recensées dans la littérature [26], [6]. Deux stratégies principales de commande sont couramment mises en œuvre, à savoir :

- La commande par hystérésis ;
- La commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

L'objectif de la commande, que ce soit à *MLI* ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence. On trouve diverse variantes de contrôle par *MLI* : *MLI* calculée, *MLI* à échantillonnage naturel et *MLI* vectorielle.

### II.6.1. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Le schéma de principe de la MLI est donné par la Figure 2.8. La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est la technique de commande la plus utilisée, elle résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence.

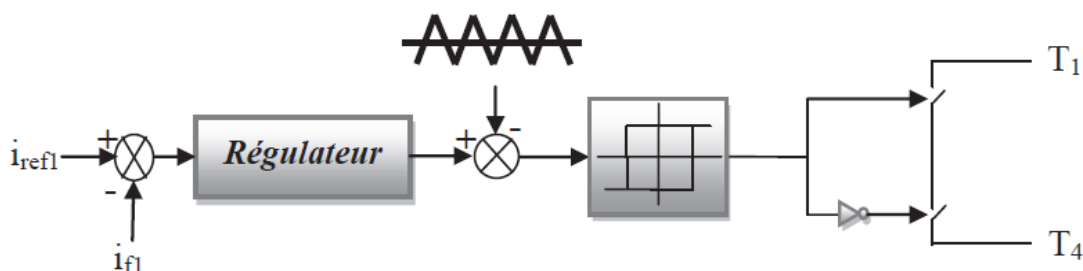


Figure II. 10 Principe de commande des courants par MLI



Cette technique se caractérise par deux paramètres :

- Indice de modulation : est défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) à celle de la référence

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (II.16)$$

- Coefficient de réglage en tension : est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence ( $V_r$ ) à celle de la porteuse ( $V_p$ ).

$$r = \frac{V_r}{V_p} \leq 1 \quad (II.17)$$

La modulation est dite synchrone si l'indice  $m$  est entier, c.-à-d. lorsque la fréquence de la porteuse  $f_p$  est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence ( $f$ ). En modulation synchrone, si l'indice de modulation  $m$  est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice ( $m$ ) est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

La modulation est dite asynchrone si l'indice ( $m$ ) n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

L'erreur à la sortie des régulateurs est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs comme il est présenté dans la Figure 2.9.

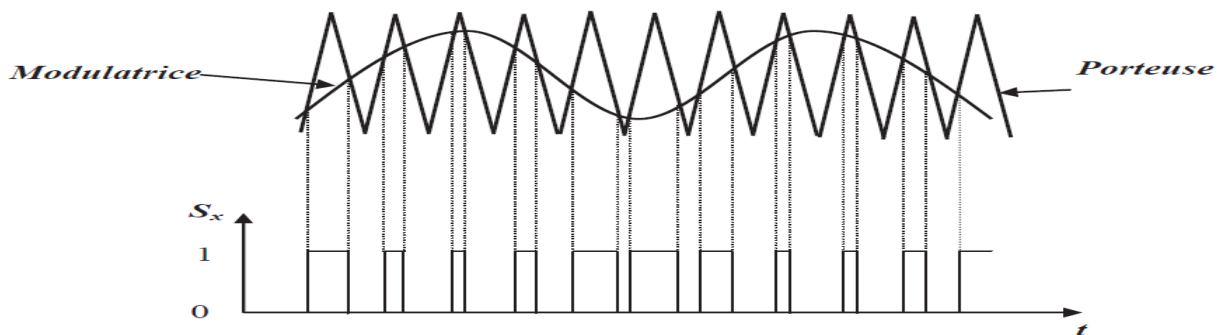


Figure II. 11 Commande des interrupteurs par MLI naturelle

## II.7. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présenterons les résultats de simulation obtenus pour la méthode d'identification des courants ( $pq$ ), dans les conditions idéales « c'est à dire lorsque les tensions de source sont équilibrées et ne contiennent pas d'harmonique et lorsque la charge est équilibrée », pour les courants de charge et/ou les tensions réseau.

La charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé. Le réseau d'alimentation est modélisé par phase par une f.é.m. sinusoïdale en série avec une inductance ( $L_s$ ) et une résistance ( $R_s$ ) caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau, voir Figure.(II.1). Le redresseur débite dans une charge ( $RL$ ). L'inductance ( $L_c$ ) et la résistance ( $R_c$ ) a l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en œuvre pour limiter les variations de courant. Un filtre actif parallèle triphasé à structure tension, Pour la commande de l'onduleur du filtre actif parallèle, nous avons utilisé la commande par MLI.

Pour la simulation du modèle de la figure sous matlab simulink , on a utilisé les paramètres du tableau ci-dessous

Les travaux de simulation sont élaborés en utilisant le Logiciel Matlab\_Simulink et le Toolbox SimPowerSystem en considérant le cas d'une source d'alimentation triphasée équilibré alimentant une charge ( $R_{ch}, L_{ch}$ ) à travers un pont à diodes triphasé. L'avantage principal qui motive l'utilisation de cet outil de simulation est sa capacité d'intégrer dans un même modèle le bloc commande et la structure de puissance à simuler.

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures III.12- 17. Nous présentons notamment le courant de réseau dans la figure (II.12) est de forme non sinusoïdale, avec un THD égal 30.24% figure. (II.13). La figure (II.14) illustre le courant de filtre  $i_f$ . la figure (II.15) illustre le courant de filtre  $i_f$  et sa référence obtenue par la méthode de la puissance réactive instantanée. Sur cette figure on observe un très bon suivi du courant du filtre à sa référence. L'injection du courant  $i_f$  dans le réseau permet de rendre le courant réseau  $i_{res}$  sinusoïdal figure (II.16) avec un très faible THD de 2.58% comme le montre la figure (II.17)

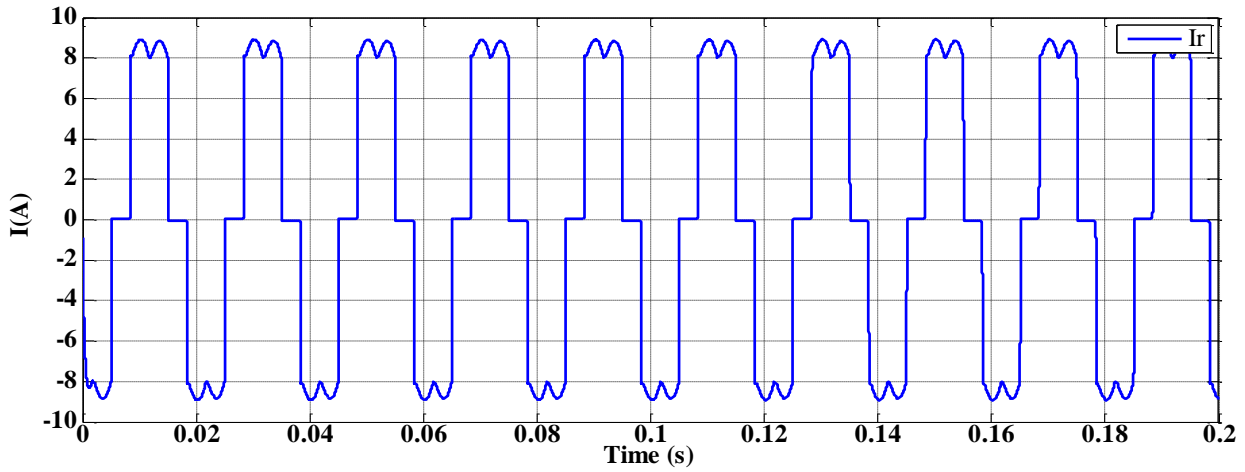


Figure II. 12 courant de réseaux avant le filtrage

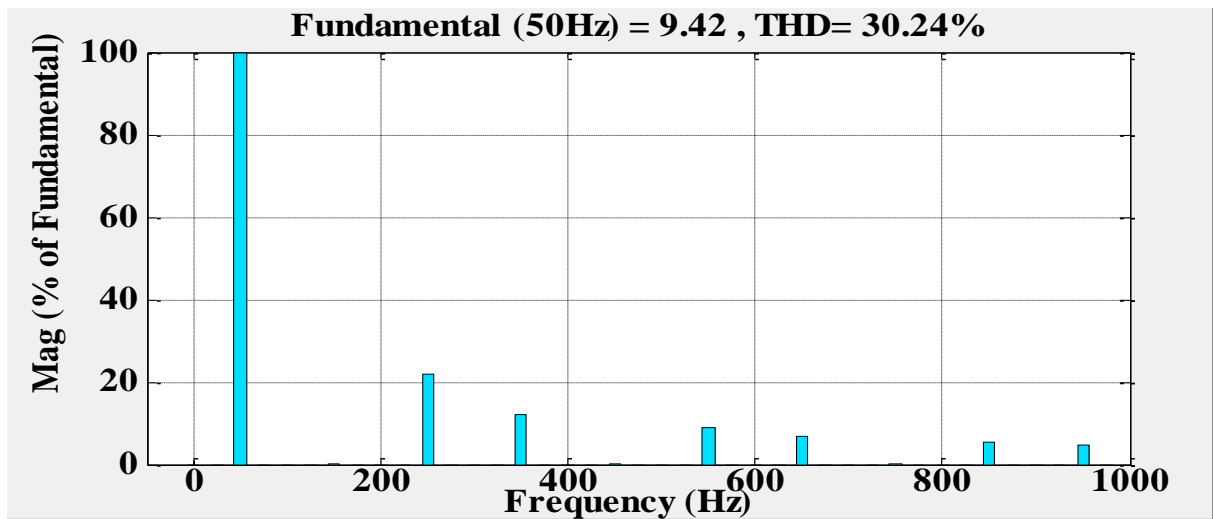


Figure II. 13 le spectre des harmoniques du courant de réseaux avant le filtrage

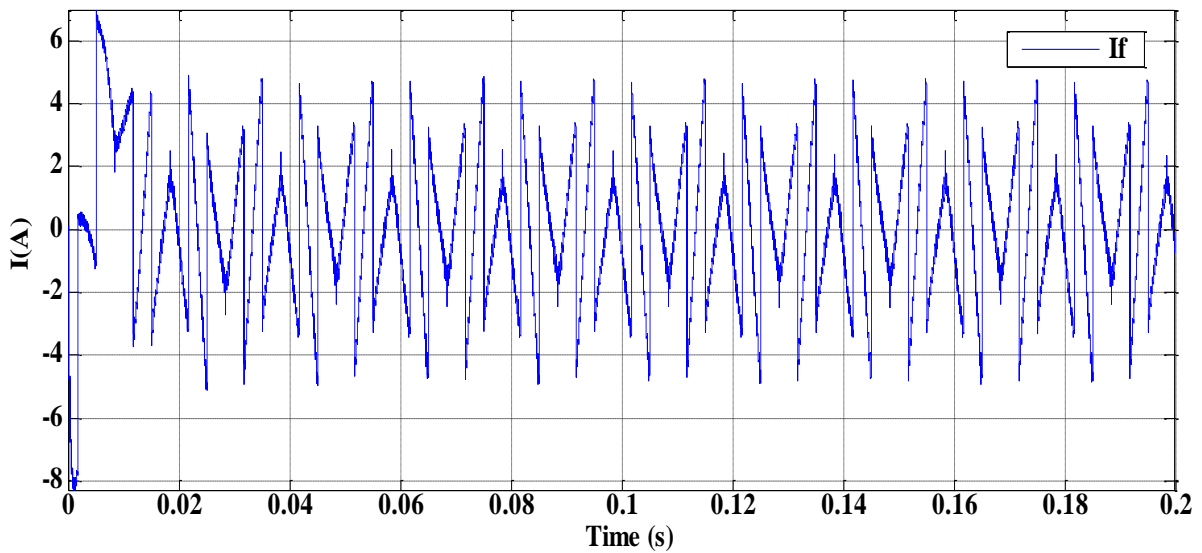


Figure II. 14 courant de filtre de sortie

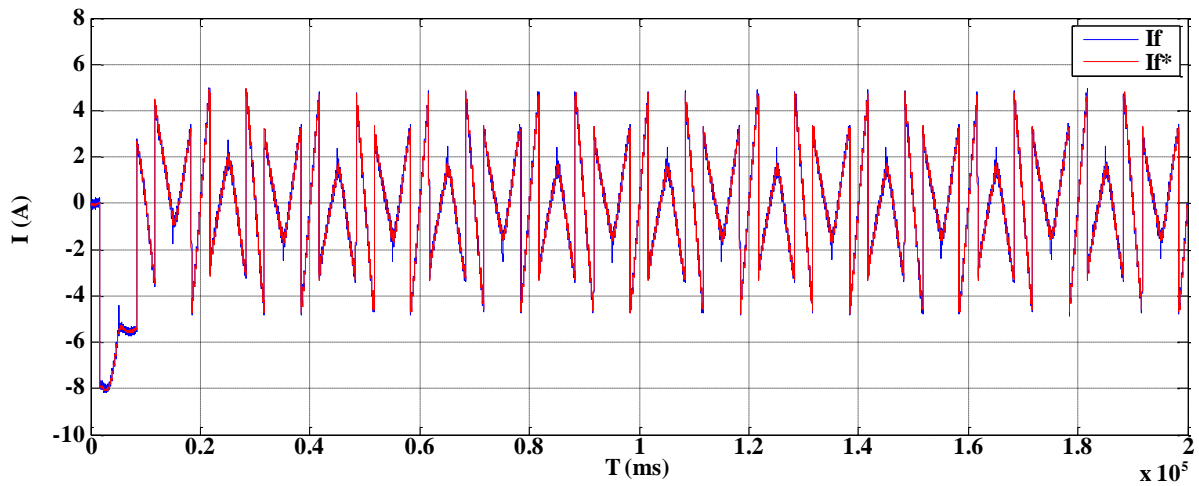


Figure II. 15 courant de filtre de sortie et sa référence

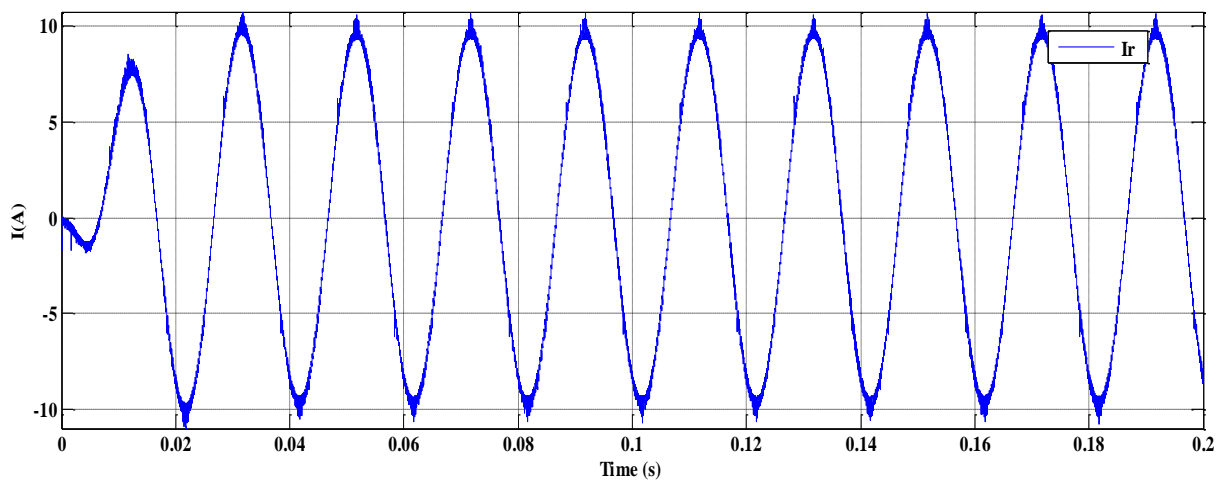


Figure II. 16 courant de réseaux après le filtrage

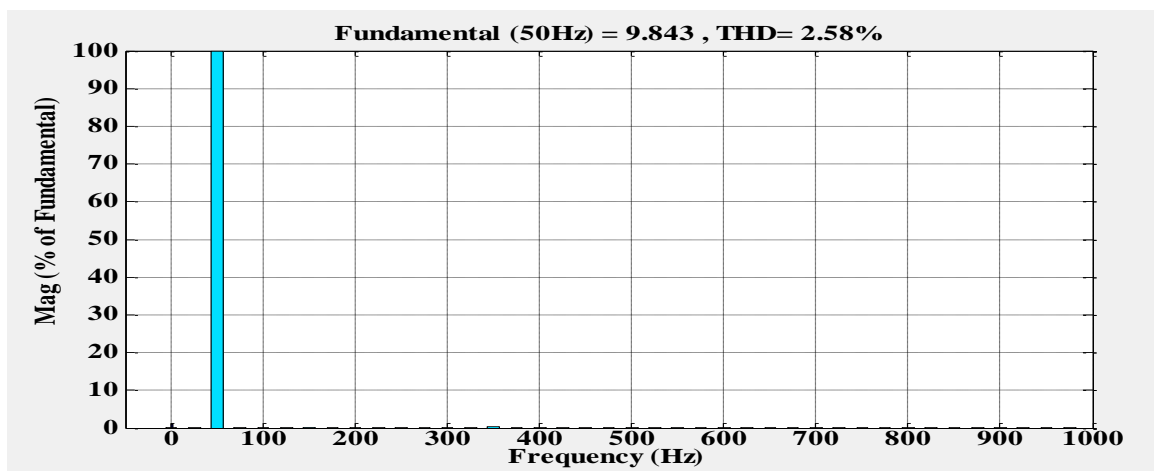


Figure II. 17 le spectre des harmoniques de courant de réseaux après le filtrage

Par analyse du spectre, on constate que le THD du courant source passe de 30.24% à 2.58% ce qui respecte énormément les normes standards IEEE519 & IEC61000.

Ces résultats confirment la bonne qualité de la compensation des harmoniques.

## **II.8. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons étudié en détail le fonctionnement du filtre actif parallèle à deux niveaux : sa structure et les différents modèles. Puis, nous avons présenté la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées pour l'identification des courants de référence. La méthode donne directement la forme d'onde harmonique à compenser et ont une réponse adéquate pour le traçage des harmoniques variant dans le temps. Le choix de la méthode tient compte des fonctions du filtre. La tension appliquée dans la méthode d'identification est une tension triphasée fournie par le réseau. La tension du réseau doit être saine (sinusoïdale et équilibrée), Les résultats de simulations obtenus sur l'interface Simulink du logiciel Matlab, confirment l'efficacité des méthodes proposées.

Dans le chapitre suivant nous essayons d'étudier le filtre actif parallèle a base des onduleurs de tension trois niveaux, pour but d'améliorer les formes d'ondes de la tension et de courant, afin de



# Chapitre III

Etude de filtre actif

parallèle à trois niveaux

### III.1. Introduction

La structure de l'onduleur à deux niveaux de tension se heurte à des limites physiques et technologiques pour la montée en tension et donc en puissance [31], notamment la qualité de la tension générée avec un taux d'harmoniques élevé. C'est pour palier à ces inconvénients que certains chercheurs ont introduit des onduleurs ayant des structures multiniveaux de tension, et qui génèrent un peu moins d'harmoniques [32].

Un convertisseur à niveaux multiples ou convertisseur multiniveaux peut commuter chaque entrée ou sortie au moins entre trois niveaux de tension ou de courant [33]. D'une manière générale, un onduleur multiniveau implique l'association de semi-conducteurs de puissance et de sources de tensions capacitives. Le fonctionnement de ce type d'onduleur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées [34] ; ceci permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur. Plusieurs chercheurs ont proposé son application dans le domaine du filtrage actif et la compensation de l'énergie réactive [28], [29], [30].

Le présent chapitre sera décomposé en deux parties : Dans une première partie, nous étudierons les principales topologies d'onduleurs multiniveaux, en essayant de présenter et justifier leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans une deuxième partie, consiste à étudier la structure et stratégies de commande de filtre actif parallèle à trois niveaux à base d'un onduleur *NPC*. Enfin nous concluons ce chapitre par une étude comparative entre les résultats de simulations des différentes structures de filtre.

### III.2. Intérêt des onduleurs multiniveaux

L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance (des interrupteurs de puissances entièrement commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que MOSFET, GTO et IGBT...) a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé multiniveaux.

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. Les avantages de cette nouvelle génération d'onduleurs sont [35] [36] :



- ❖ La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique (les interrupteurs sont connectés en série).
- ❖ Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.
- ❖ Les formes d'ondes des grandeurs de sorties d'un onduleur multi-niveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions.
- ❖ Les études faites sur les onduleurs monophasés et triphasés à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association de deux onduleurs à deux niveaux.

Ces études ont montré que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie. Ces améliorations peuvent être plus importantes par l'insertion des différentes stratégies de commande. Ces stratégies ont pour l'objectif d'éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques.

Malgré leurs nombreux avantages, Les onduleurs multi-niveaux comme tous équipements électriques présentent certains inconvénients. Leur topologie contient un nombre élevé d'interrupteurs statiques ; Leur contrôle est difficile ;

Ils exigent plusieurs sources de tension continue, généralement relevées aux bornes des condensateurs, qui ne donnent pas toujours la même valeur de tension.

Malgré ces inconvénients, les onduleurs multi-niveaux délivrent une onde de tension avec un taux d'harmonique réduit.

### **III.3. Structure de SAPF à trois niveaux**

La deuxième topologie de filtre actif de puissance parallèle est à trois niveaux avec condensateurs à point milieu. Son schéma de principe est illustré sur la Figure III.1.

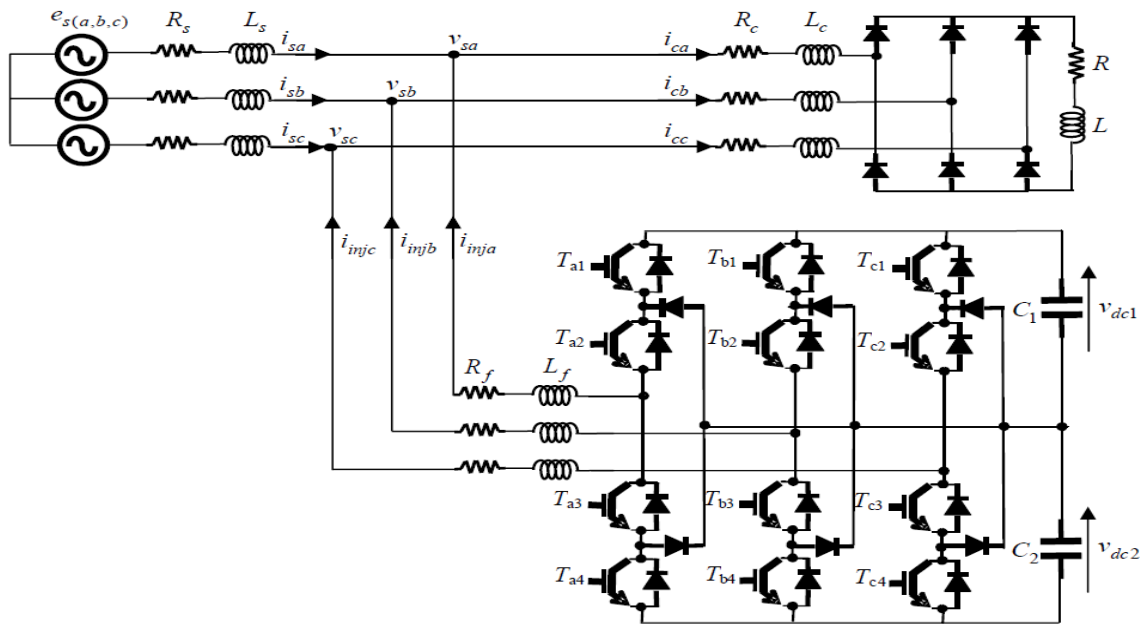


Figure III. 1 Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé

III.3.1. Présentation générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C :

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

Cette structure est représentée sur la figure (III.1) le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série ( $C_1, C_2$ ), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut  $E$  ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension ( $E/2$ ) à leurs bornes: c'est l'hypothèse que l'on retiendra par la suite [37].

Cette structure se compose de trois bras, chacun des trois bras (A, B et C) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés ( $K_{A1}, K_{A2}, K_{A3}$  et  $K_{A4}$  pour le bras A) et deux diodes de clamp ( $Dcl_{A1}$  et  $Dcl_{A2}$ ) connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

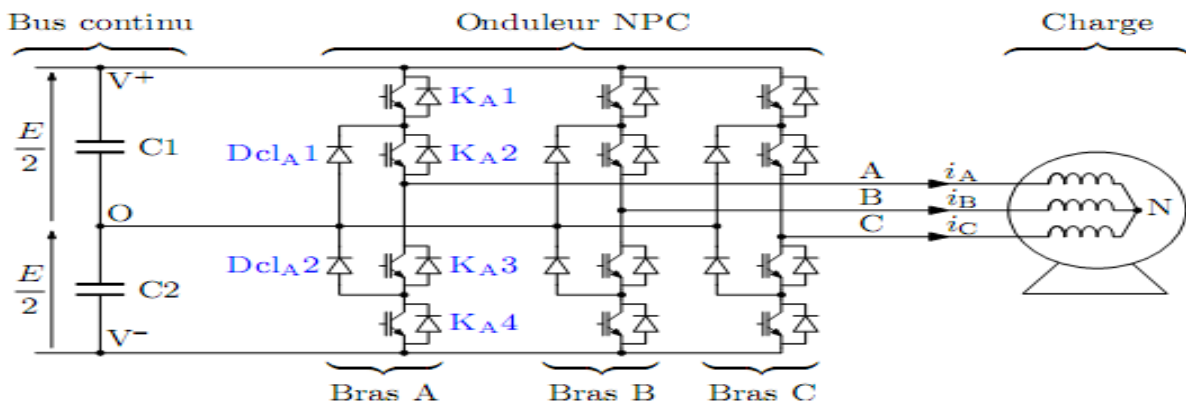
L'application des règles d'interconnexions des sources nous conduit aux règles suivantes :

- $K_{A2}$  et  $K_{A4}$  : ne doivent jamais être ouvert au même temps pour ne pas ouvrir la source de courant.

- $K_{A2}$  et  $K_{A4}$  : ne doivent jamais conduire en même temps pour ne pas court-circuiter la source flottante  $E/2$ .
- $K_{A1}$  et  $K_{A3}$  : ne doivent jamais être en même temps pour ne pas ouvrir la source de courant,
- $K_{A1}$  et  $K_{A3}$  : ne doivent jamais conduire en même temps pour ne pas connecter deux sources de tensions de valeurs différentes  $E$  et  $E/2$ .

Ces règles nous permettent de conclure que :

$K_{A1}$  et  $K_{A3}$  forment une cellule de commutation et  $K_{A2}$  et  $K_{A4}$  forment une deuxième cellule de commutation.



**Figure III. 2** Structure de l’onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Pour simplifier la complexité de la structure de l’onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TDKS Figure. (III-2).



**Figure III. 3** Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

### III.3.1.1. Différente configurations d’un bras d’onduleur à trois niveaux

Une analyse topologie d’un bras de l’onduleur triphasé à trois niveaux figure (III.4) montre qu’il existe cinq configuration possible représentées sur la figure (III.5).

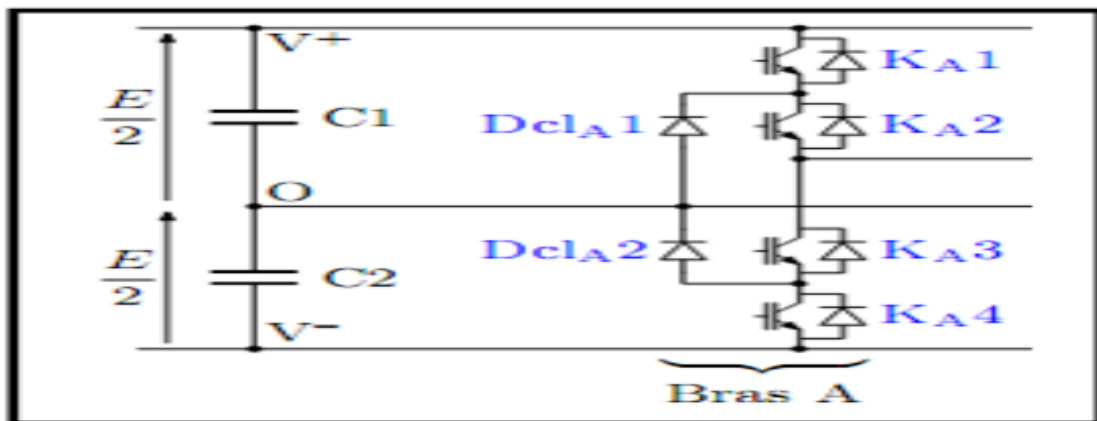
Ces différentes configurations sont représentées dans le tableau (III.1) qui donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

Avec :

« O » Origine des potentiels.

« K » Nombre de bras.

«  $V_K$  » Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif O.



**Figure III. 4** structures d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Pour simplifier on prend un seul bras (A) et par la suite en appliquant la même procédure pour les autres bras.

**Première configuration  $E_0$ :**

Tous les interrupteurs de bras (A) sont ouverts :  $V_1=0$ .

**Deuxième configuration  $E_1$ :**

Les interrupteurs  $K_{A1}$  et  $K_{A2}$  de bras (A) sont fermés :  $V_1=E/2$ .

**Troisième configuration  $E_2$ :**

Les interrupteurs  $D_{clA1}$  et  $K_{A2}$  de bras (A) sont fermés :  $V_1=0$ .

**Quatrième configuration  $E_3$ :**

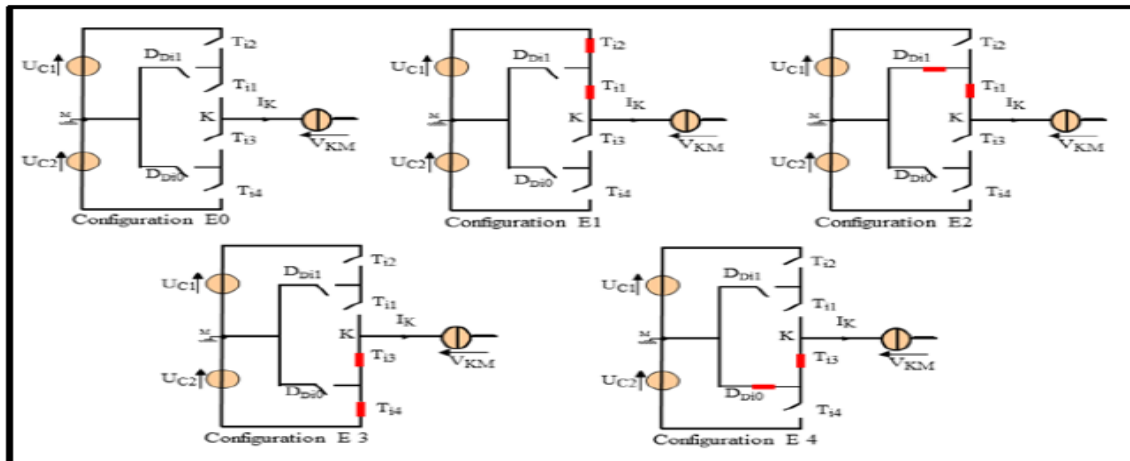
Les interrupteurs  $K_{A3}$  et  $K_{A4}$  de bras (A) sont fermé :  $V_1 = -E/2$ .

**Cinquième configuration  $E_4$ :**

Les interrupteurs  $D_{c1A2}$  et  $K_{A3}$  de bras (A) sont fermé :  $V_1 = 0$ .

Tableau.III 1: Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k.

Configuration	Grandeur électrique
$E_0$	$V_1 = 0$
$E_1$	$V_1 = E/2$
$E_2$	$V_1 = 0$
$E_3$	$V_1 = -E/2$
$E_4$	$V_1 = 0$



**Figure III. 5** Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (III-5) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$ .

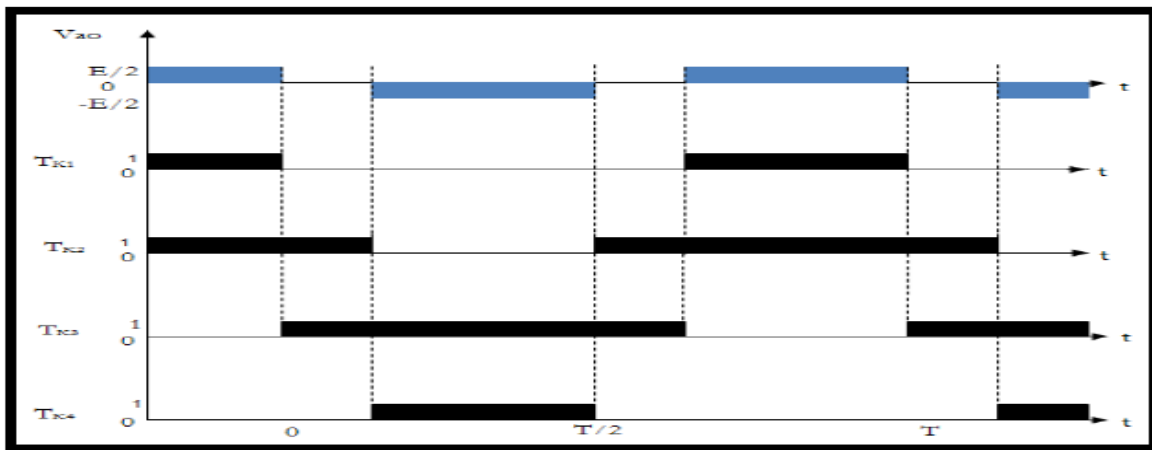


Figure III. 6 Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type

### III.3.1.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

#### III.3.1.2.1. Commandabilité de l'onduleur à trois niveaux

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [35] [36] [37] [38]. Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes (grandeurs électriques). Nous-supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

#### Hypothèse

- ❖ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant  $U_c$ ).
- ❖ La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec :

- ❖  $V_A, V_B, V_C$ : Les tensions alternatives simples à la sortie de l'onduleur.
- ❖  $i_1, i_2, i_3$ : Les courants à la sortie de l'onduleur.

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = B_{k4} \\ B_{k2} = B_{k3} \end{cases} \quad (III.2)$$

Avec  $B_{ks}$  la commande du transistor  $T_{ks}$  du bras  $k$ .

### III.3.1.3. Fonctions de connexion

#### III.3.1.3.1. Fonctions de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur  $T_{ks}$  comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci.

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 & \text{Si } T_{ks} \text{ est ferm} \\ F_{ks} = 0 & \text{Si } T_{ks} \text{ est ouve} \end{cases} \quad (III.3)$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $k$ , on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (III.4)$$

La commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (III.5)$$

#### III.3.1.3.2. Fonctions de connexion des demi-bras

La fonction de connexion  $F_{km}^p$  est associée au demi bras  $m$  avec  $m=1$  pour le demi bras du haut et  $m=0$  pour le demi bras du bas.

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (III.6)$$

### III.3.1.3.3. Fonction de conversion

On note :

- ❖ Les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge:  $V_A, V_B$  et  $V_C$ ;
- ❖ Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu  $M$  de l'alimentation continue de l'onduleur:  $V_{AM}, V_{BM}$  et  $V_{CM}$ ;
- ❖ La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur  $V_{NM}$ .

Les potentiels aux nœuds  $A, B$  et  $C$  de l'onduleur par rapport au point milieu  $M$  s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit:

$$V_{kM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \quad (III.7)$$

Avec :

$$k \in \{A, B, C\} \text{ et } i \in \{1, 2, 3\}$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bas de (III.6) dans (III.7), ce système d'équations s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (III.8)$$

Les tensions composées sont données par la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{B0} \\ V_{C0} \\ V_{A0} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

En utilisant la relation (III.8), le système (III.9) se met sous la forme matricielle suivante :



$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^p \\ F_{21}^p \\ F_{31}^p \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^p \\ F_{20}^p \\ F_{30}^p \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\} \quad (III.10)$$

Le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^p \\ F_{21}^p \\ F_{31}^p \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^p \\ F_{20}^p \\ F_{30}^p \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\} \quad (III.11)$$

Si on prend en considération l'hypothèse  $U_{c1} = U_{c2} = U_c$ , l'équation (III.8) devient comme suit

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (III.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^p - F_{10}^p \\ F_{21}^p - F_{20}^p \\ F_{31}^p - F_{30}^p \end{bmatrix} U_c \quad (III.13)$$

Les courants d'entrée  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  sont exprimés en fonction des courants de charge  $i_1, i_2$  et  $i_3$  par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} F_{12} i_1 + F_{21} F_{22} i_2 + F_{31} F_{32} i_3 \\ i_{d2} = F_{13} F_{14} i_1 + F_{23} F_{24} i_2 + F_{33} F_{34} i_3 \end{cases} \quad (III.14)$$

D'où :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^p i_1 + F_{21}^p i_2 + F_{31}^p i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^p i_1 + F_{20}^p i_2 + F_{30}^p i_3 \end{cases} \quad (III.15)$$

Cette relation montre, que pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant  $i_{d1}$  était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et  $i_{d2}$  le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas. Le courant  $i_{d0}$  est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11} F_{13} i_1 + F_{21} F_{23} i_2 + F_{31} F_{33} i_3 \quad (III.16)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bas, cette relation devient :

$$i_{a0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (III.17)$$

### III.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux

Tout d'abord, nous allons établir dans ce paragraphe, comme au chapitre précédent, les deux régulateurs pour la tension continu et le courant. Pour la détection des courants de référence, on a appliqué la méthode de la puissance réelle et imaginaire instantanées étudiée globalement dans le Chap. II & II.3.1.1.

#### III.4.1 Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux

C'est la même stratégie adoptée pour piloter l'onduleur à deux niveaux du chapitre précédent, mais cette fois-ci on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires identiques en forme de dents de scie décalées l'une par rapport à l'autre d'une demi-période de hachage.

### III.5. Résultats de simulation

Les travaux de simulation sont élaborés en utilisant le Logiciel Matlab\_Simulink et le Toolbox SimPowerSystem en considérant le cas d'une source d'alimentation triphasée équilibré alimentant une charge (Rch,Lch) à travers un pont à diodes triphasé. L'avantage principal qui motive l'utilisation de cet outil de simulation est sa capacité d'intégrer dans un même modèle le bloc commande et la structure de puissance à simuler.

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures III.7- 12. Nous présentons notamment le courant de réseau dans la figure (III.7) est de forme non sinusoïdale, avec un THD égal 30.34% figure. (III.8). La figure (III.9) illustre le courant de filtre  $i_f$ . la figure (III.10) illustre le courant de filtre  $i_f$  et sa référence obtenue par la méthode de la puissance réactive instantanée. Sur cette figure on observe un très bon suivi du courant du filtre à sa référence. L'injection du courant  $i_f$  dans le réseau permet de rendre le courant réseau  $i_{res}$  sinusoïdal figure (III.11) avec un très faible THD de 1.46% comme le montre la figure (III.12)

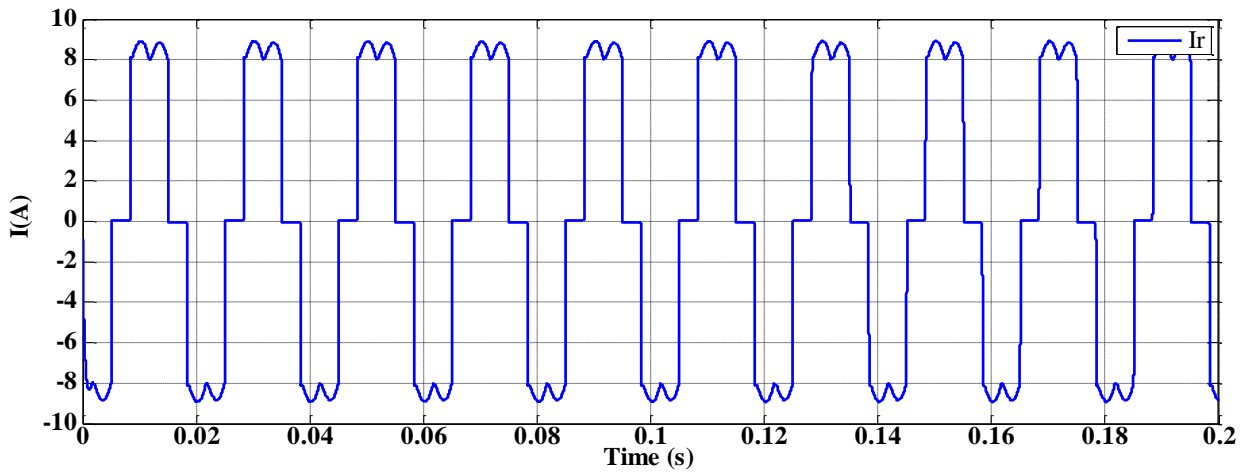


Figure III. 7 courant de réseaux avant le filtrage

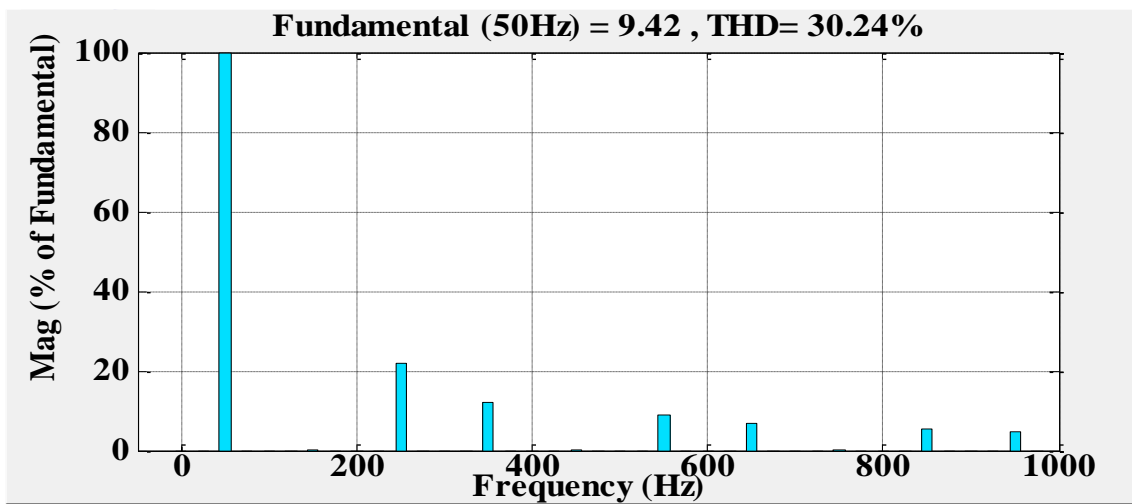


Figure III. 8 spectre des harmonique de courant de réseau avant le filtrage

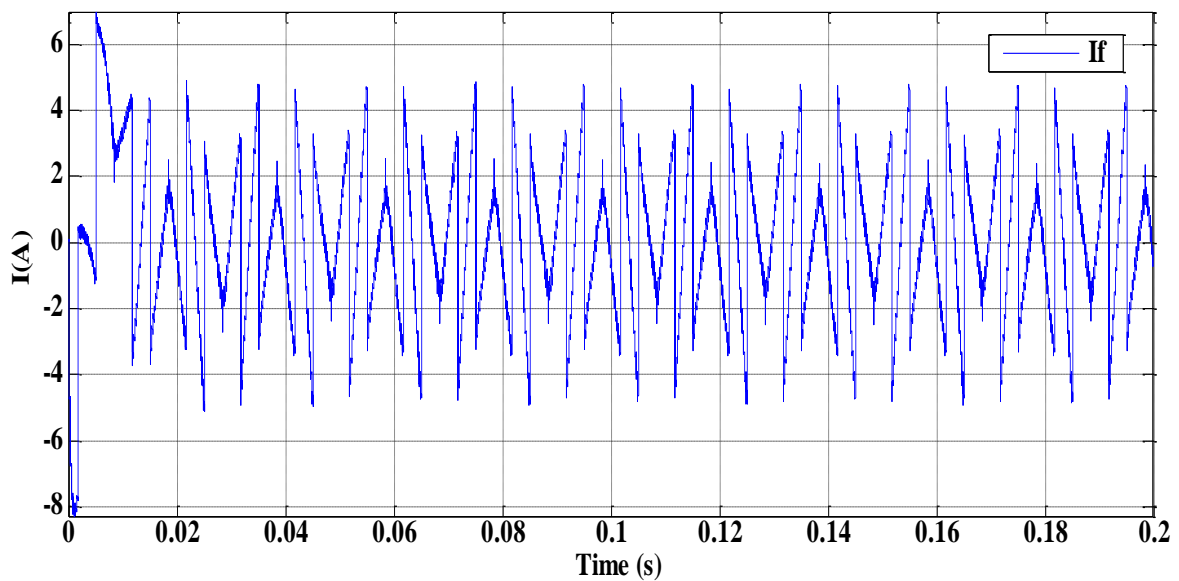


Figure III. 9 courant de filtre de sortie

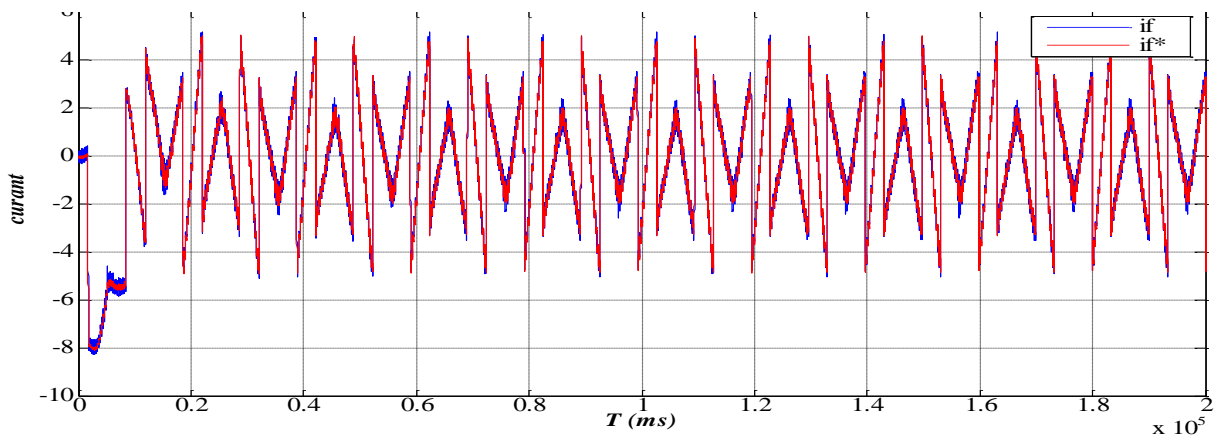


Figure III. 10 courant de filtre de sortie et sa référence

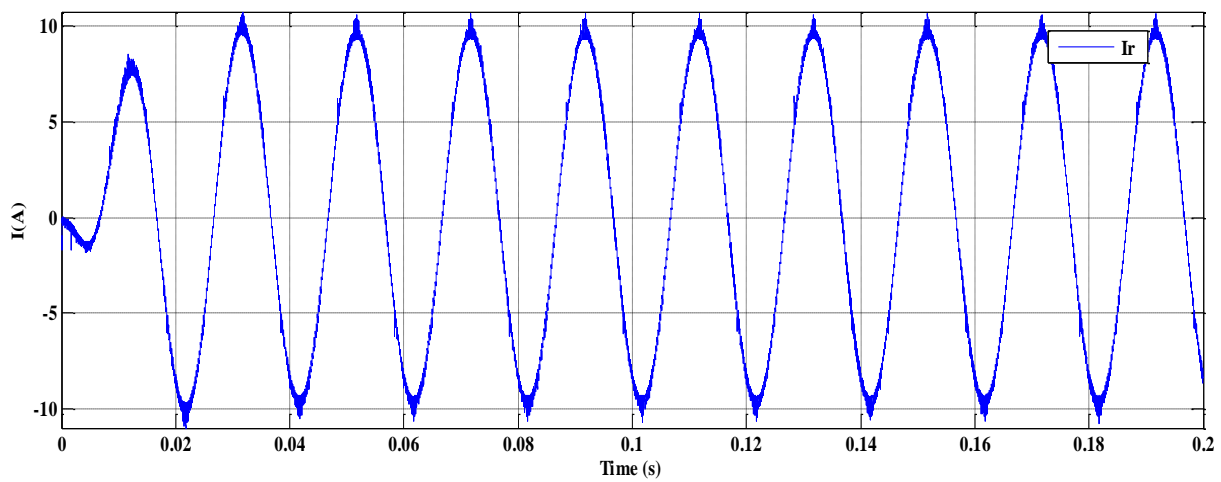


Figure III. 11 courant de réseaux après le filtrage

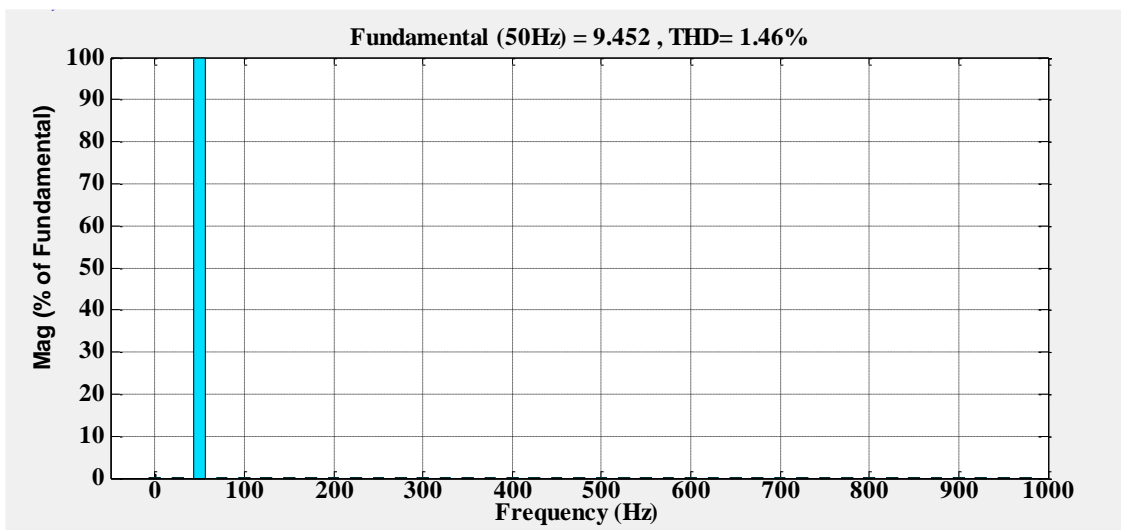


Figure III .12 spectre des harmonique du courant de réseau après le filtrage

Par analyse du spectre, on constate que le THD du courant source passe de 30.24% à 1.46% ce qui respecte énormément les normes standards IEEE519 & IEC61000. Ces résultats confirment la bonne qualité de la compensation des harmoniques.

De par les résultats obtenus, on constate que le *THD* avec filtre à trois niveaux est inférieur à celui à deux niveaux. Par conséquent, on peut conclure que la qualité de filtrage s'améliore en passant d'un filtre à faible niveau à un filtre de niveau supérieur.

### **III.6 Conclusion :**

Après un rapide balayage de différentes structures de convertisseurs multiniveaux, nous avons présenté dans ce chapitre quelques configurations des filtres actifs multiniveaux.

Ces derniers sont basés sur les onduleurs multiniveaux. Nous avons élaboré également un modèle instantané décrivant le fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux en utilisant la notion des fonctions de connexion des interrupteurs.

En faisant une comparaison entre la structure du *SAPF* à deux niveaux, à trois niveaux, on peut conclure que l'augmentation de niveaux de tension apporte de bonnes performances sur la qualité de filtrage.

# Chapitre IV

## Application de la logique floue au filtrage actif parallèle

## **IV.1. INTRODUCTION**

Le réglage conventionnel des systèmes repose essentiellement sur le dimensionnement des paramètres du régulateur à partir de la modélisation du système global, mais il est souvent difficile, voire impossible d'en avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande suffisamment robuste pour satisfaire les exigences du cahier de charge. C'est pourquoi la recherche s'est orientée vers d'autres techniques permettant de dépasser ce problème à savoir le réglage par logique floue. En fait, ce type de réglage ne nécessite d'établir aucun modèle du système à régler. Une approche floue est fondée sur l'exploitation des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système, fournie par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvé sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. Et qui a vu sa véritable première application expérimentale a été réalisé avec succès en 1974 par l'équipe du professeur E.H. Mamdani [39]. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande, tout récemment, en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par logique floue [40]. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et est utilisée dans de nombreux produits destinés au "grand public" notamment au Japon. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarités ou imprécisions. De plus l'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet, la prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériques précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à

structure variable (convertisseurs statiques). Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique telle que la commande des machines électriques [40], les systèmes flexibles de transmission à courant alternatif ou encore les filtres actifs...etc. Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique. Dans ce sens, des correcteurs à base de logique floue améliorent de façon globale [41]

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur les concepts fondamentaux utilisés en logique floue et ses principes de base. Par la suite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de courant injecté par le *filtre actif parallèle* à trois niveaux. Des résultats de simulations seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur classique et régulateur flou sera effectuée pour juger les performances de ce type de contrôle.

## **IV.2. Principe de base de la logique floue**

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système [42]. Avant d'aborder, le raisonnement en logique floue, il est nécessaire de définir ses bases.

Les éléments de base de la logique floue sont :

- Les variables linguistiques et ensembles flous ;
- Les fonctions d'appartenance ;
- Les opérateurs ;
- Les inférences.

### **IV.2.1. Variables linguistiques et ensembles flous**

La logique floue traite des variables imprécises, vagues ou incertaines et introduit des décisions objectives par un raisonnement approximatif. Ces variables forment des variables linguistiques, dont les valeurs sont estimées ou appréciées par des mots ou expressions du langage naturel appelés ensembles floue.



Un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. C'est l'élément de base de la logique floue. Il a été introduit en première fois par Zadeh en 1965. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe [43].

A titre d'exemple si on considère la température comme une variable linguistique alors ces ensembles flous ou ces valeurs peuvent être de nature faible, moyenne, élevée, etc [44].

Mathématiquement, ces variables sont définies par des fonctions d'appartenance qui montrent le degré d'appartenance de ces variables aux différents sous-ensembles flous. En logique classique, une variable peut prendre deux valeurs vraies (1) ou fausses (0). En logique floue : pour la variable floue  $x$ , on définit un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $X$  par une fonction degré d'appartenance :

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1]$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue

$x$  et  $\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou  $A$ .

#### **IV.2.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance**

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance est subjectif et soumis aux préférences du concepteur. Les formes géométriques les plus répandues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire.

L'allure de la forme trapézoïdale est définie par quatre points A, B, C, D (figure IV.1). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze lorsque deux points coïncident (B=C).

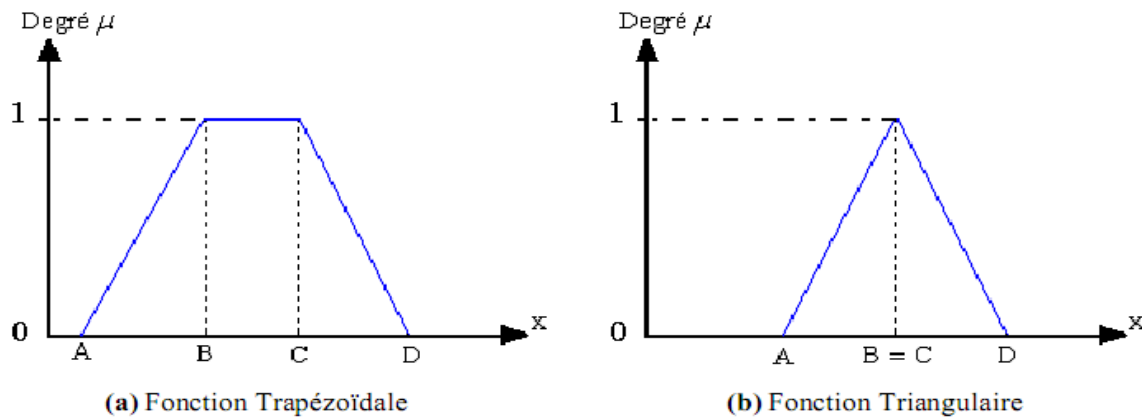


Figure IV. 1 Forme des fonctions d'appartenances usuelles.

Généralement ces deux formes sont suffisantes pour délimiter les ensembles flous. Cependant, la forme gaussienne (cloche) donne, dans certains cas, une meilleure représentation des ensembles flous (figure IV.1).

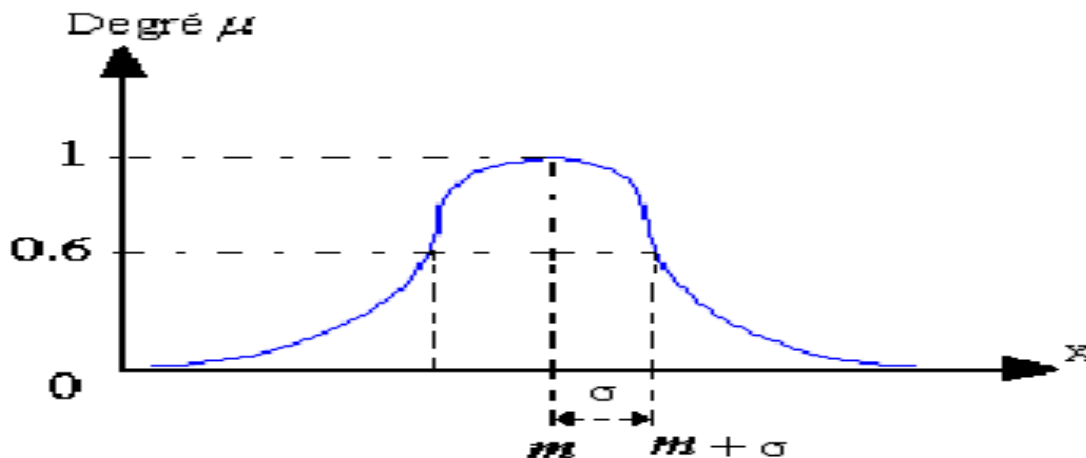


Figure IV. 2 Forme de la fonction d'appartenance gaussienne.

Les fonctions de ces formes sont données par :

- ❖ Fonction trapézoïdale :  $\mu(x) = \max, \min\left[\frac{x-A}{B-A}, 1, \frac{D-x}{D-C}\right]$
- ❖ Fonction triangulaire :  $\mu(x) = \max, \min\left[\frac{x-A}{B-A}, 1, \frac{C-x}{C-B}\right]$
- ❖ Fonction gaussienne :  $\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right)$

### IV.2.3 Opérateurs de la logique floue

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs *ET*, *OU*, *NON*. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en

essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique [43].

Soient  $E$  et  $F$ , deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours  $UD$  par leurs fonctions d'appartenance respectives  $\mu_E$  et  $\mu_F$ .

#### IV.2.3.1 Opérateur ET (Intersection floue)

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles  $E$  et  $F$  est défini par les éléments  $x$  de l'univers de discours  $UD$  qui appartiennent à  $E$  et  $F$ .

Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.1)$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.2)$$

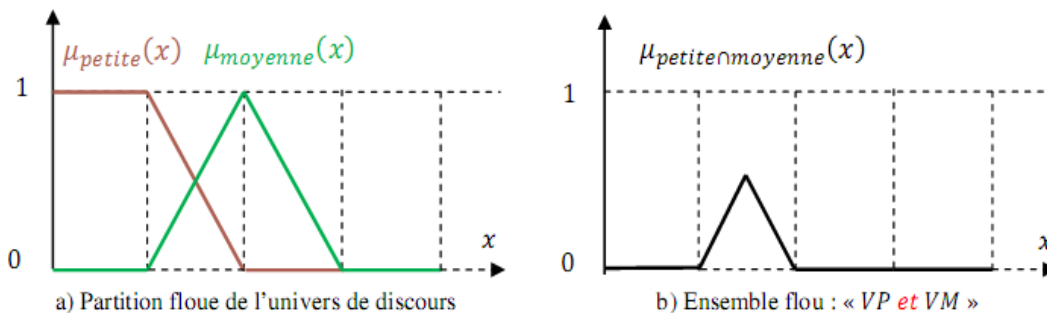


Figure IV. 3 Intersection des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne » pour la variable linguistique (vitesse).

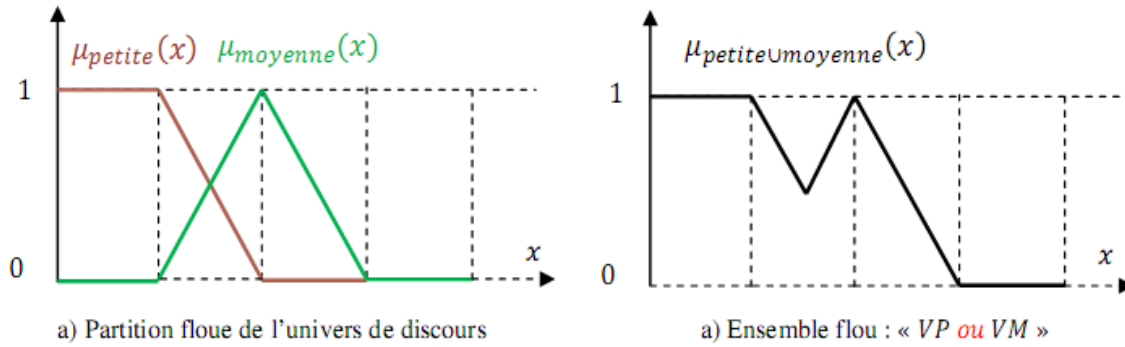
#### IV.3.2.2. Opérateur OU (Union floue) :

Le sous-ensemble flou correspondant à l'union des sous-ensembles  $E$  et  $F$  est un sous-ensemble de l'univers de discours  $UD$  défini par tous les éléments  $x$  de  $UD$  qui appartiennent ou bien à  $E$  ou bien à  $F$ , ce que l'on note  $(E \cup F)$ . L'opérateur  $OU$  est généralement réalisé par la formation du maximum, que l'on exprime comme suit :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.3)$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.4)$$



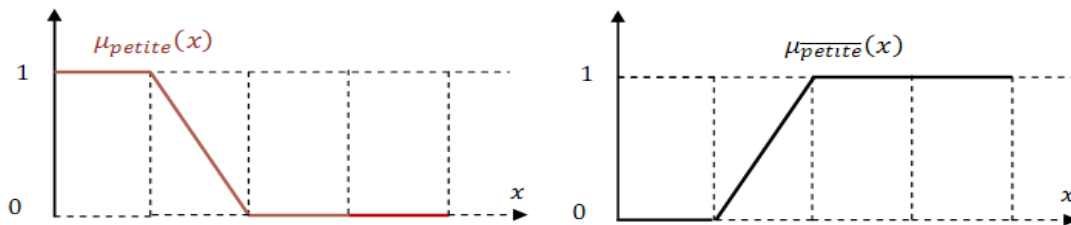
**Figure IV. 4** Union des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne » pour la variable linguistique (vitesse).

**IV.2.3.3 Opérateur NON (complémentation floue) :**

Comme l’illustre la figure (IV.4), le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble E est un sous-ensemble de l’univers de discours UD défini par les éléments X de l’UD qui n’appartiennent pas au sous-ensemble flou E. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\bar{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UL \tag{IV.5}$$

Le complément flou représente l’opération NON de la logique classique au sens flou.



**Figure IV. 5** Complémentation du sous-ensemble flou « petite »

**IV.2.4. Règles floues**

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d’une ou plusieurs règles floues appelées règles d’inférences.

Celles-ci sont liées par des opérateurs flous **ET**, **OU**, **ALORS**, etc. On s’intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons [43] :

❖ **Linguistiquement** : dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l’exemple suivant :

Si l’accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple”.

- ❖ **Symboliquement** : il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que (*PG, PP, ... etc*) désignant (*PositifGrand, PositifPetit, ... etc*)
- ❖ **Par matrice d'inférence** : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "Matrice d'inférence". Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

### IV.3. Commande par la logique floue

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [43].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- La quantification floue des entrées, appelée aussi la **Fuzzification**. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques.
- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé **l'Inférence floue**.
- La **Défuzzification** qui est l'opération inverse de la **fuzzification**. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure (IV.6) [43] :

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de Fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de Défuzzification.

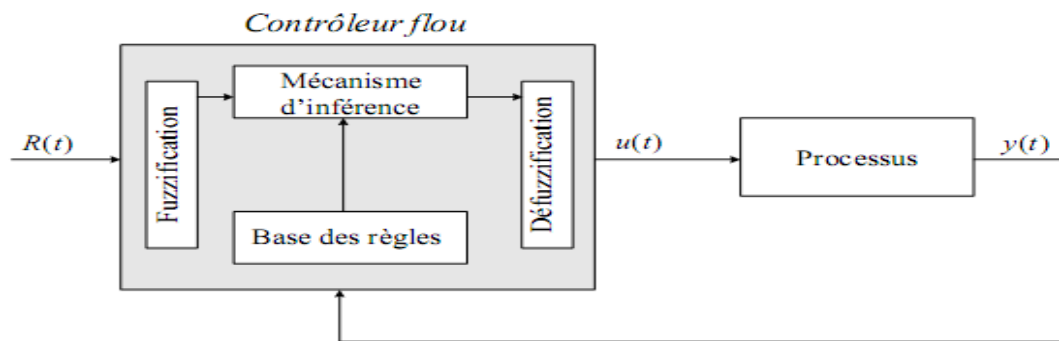


Figure IV. 6 Configuration de base d'un régulateur par logique floue (RLF).

Avec :

$R(t)$  : est le signal de référence.

$u(t)$  : est le signal de commande.

$y(t)$  : est la sortie du système à commander.

#### IV.3.1 Interface de fuzzification :

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [43]. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées.
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues.
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants.
- Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

#### IV.3.2 Base des règles

Ce bloc est une base de connaissance qui correspond à l'expertise ou au savoir-faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en

parallèle

variables linguistiques. Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme «Si . AlOr». D'une manière générale, on peut exprimer la  $i^{ème}$  règle floue par la relation suivante :

$$Si x_1 est F_1^{(i)} et x_2 est F_2^{(i)} et . . . x_n est F_n^{(i)} Alor y_j est G_j^{(i)}$$

Où :

$i=1, \dots, m$ .  $m$  : est le nombre total des règles.

$F_1^{(i)}, F_2^{(i)}, \dots, F_n^{(i)}$  : sont les ensembles flous des entrées  $(x_1, x_2, \dots, x_n)$  et  $G_j^{(i)}$  est l'ensemble flou correspondant à la sortie  $y_j$ .

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée Matrice d'inférence, qui est généralement antisymétrique. A titre d'exemple, si on considère un contrôleur flou à deux entrées caractérisées par trois ensembles flous et une sortie, alors la matrice d'inférence peut prendre la forme suivante :

Tableau.IV 1 :Matrice d'inférence floue

$X_2 \backslash X_1$		$F_1^{(1)}$	$F_1^{(2)}$	$F_1^{(3)}$
	$F_2^{(1)}$	$G^1$	$G^4$	$G^7$
	$F_2^{(2)}$	$G^2$	$G^5$	$G^8$
	$F_2^{(3)}$	$G^3$	$G^6$	$G^9$

**IV.3.3 Mécanisme d'inférence flou**

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue [43]. Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance.

Comme on l'a mentionné, il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes :

- ❖ Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- ❖ Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- ❖ Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue (Et, Ou, Alors).

Tableau .IV 2: Méthodes usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs Flous	ET	OU	Alors
Méthodes D'inférence			
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-Produit	Produit	Moyenne	Produit

#### IV.3.4 Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération.

La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [43]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- ❖ **Méthode de Maximum** : cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles.
- ❖ **Méthode de la moyenne des maximums** : cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.



- ❖ **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante :

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (IV.6)$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance  $\mu_{rés}(x)$ .

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

#### **IV.4. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue**

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [43] :

- ❖ Non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- ❖ La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- ❖ La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non- linéaire et difficile à modéliser) ;
- ❖ La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- ❖ La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [43] :

- ❖ Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- ❖ L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- ❖ La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;
- ❖ La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

## IV.5. Synthèse du régulateur flou

Dans la commande floue plusieurs approches peuvent être utilisées, ces approches se distinguent par les entrées et la sortie du régulateur. La Figure IV.7 présente le schéma de principe d'un régulateur flou de type PI. Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même à appliquer au processus. Dans notre travail nous avons utilisé cette structure dans la commande du filtre actif parallèle.

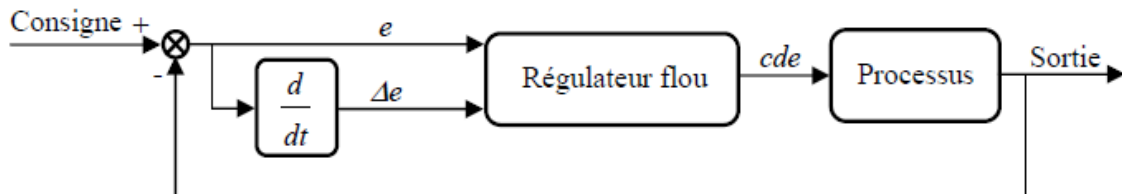


Figure IV. 7 Schéma de principe du contrôleur flou proposé.

Avec :

- $e$  : erreur, telle que  $e = consigne - x$  ;
- $\Delta e$  : variation de l'erreur,  $e = e(t) - \Delta e(t - T)$ ,  $T$  est une constante;
- $cde$  : sortie du contrôleur flou ;
- $x$  : sortie du système.

## IV.6. Application de la logique floue pour la commande du SAPF

### IV.6.1. Conception d'un régulateur flou proposé

Pour la mise en œuvre de ce régulateur, on passe toujours par les étapes suivantes [12] :

#### a. Univers de discours

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition des univers de discours qui sont normalisés dans l'intervalle  $[-1, 1]$  pour chaque variable.

#### b. Fuzzification

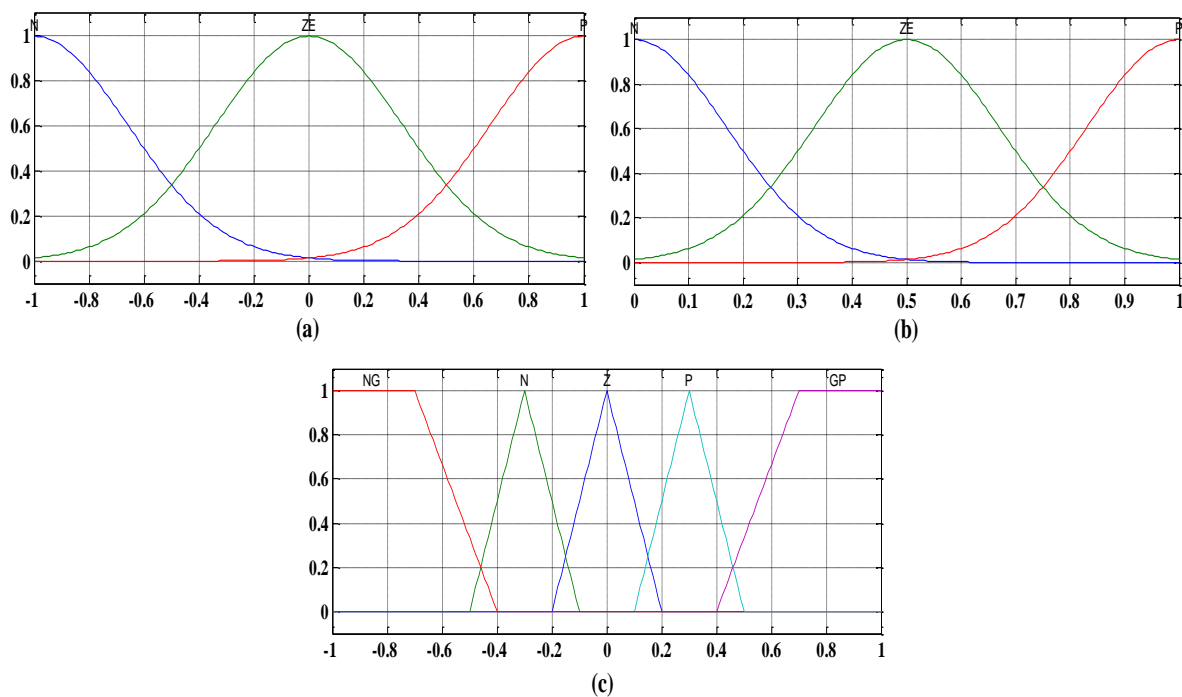
Généralement, on introduit pour une variable  $x$  : trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire, de plus de sept ensembles n'apporte aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait l'opération et influencerait sur le temps de calcul.

Les deux entrées ( $e$  et  $\Delta e$ ) sont définies chacune par trois sous-ensembles : Négative

'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', tels que les fonctions d'appartenance sont du type Gaussien.

La sortie ( $cde$ ) est définie par cinq sous-ensembles : Grande Négative 'GN', Négative 'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', Grande Positive 'GP', tels que les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire.

La Figure (IV.8) montre le choix de la forme des fonctions d'appartenance pour les deux entrées et la sortie définies dans l'intervalle  $[-1,1]$ . On note que ces fonctions d'appartenance ont une forme symétrique par rapport au zéro.



**Figure IV. 8** Partitions floues. (a). Partition floue de  $e$ . (b). Partition floue de  $\Delta e$ .

(c). Partition floue de  $cde$ .

### c. Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [43]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède trois ensembles flous, ce qui donne un ensemble de cinq règles floues.

Les règles floues seront définies comme suit :

- SI  $e$  est ZE, ALORS  $cde$  est ZE,
- SI  $e$  est P, ALORS  $cde$  est GP,
- SI  $e$  est N, ALORS  $cde$  est GN,
- SI  $e$  est ZE ET  $\Delta e$  est P, ALORS  $cde$  est N,
- SI  $e$  est ZE ET  $\Delta e$  est N, ALORS  $cde$  est P.

#### **d. Mécanisme d'inférence**

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables floues de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "ET", "OU" et "AloI" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail on a adopté la méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « AloI » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

Alors la sortie floue résultante du régulateur c'est la contribution des 49 règles floues de la matrice d'inférence.

#### **e. Défuzzification**

L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail.

### **IV.7 Simulation et interprétation des résultats**

La simulation a été effectuée pour les paramètres du modèle de la Figure III.1 pris du Tableau II.3. L'implantation du régulateur flou est réalisée par le Fuzzy Inference System Editor de l'environnement Matlab/Fuzzy Logic Toolbox.

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures IV.9- 14. Nous présentons notamment Le courant de réseau dans la figure (III.9) est de forme non sinusoïdale, avec un THD égal 30.34% (figure. IV.10). La figure (IV.11) illustre le courant de filtre  $i_f$ . la figure (IV.12) illustre le courant de filtre  $i_f$  et sa référence obtenue par la méthode de la puissance réactive instantanée. Sur cette figure on observe un très bon suivi du courant du filtre à sa référence. L'injection du courant  $i_f$  dans le réseau permet de rendre le courant réseau  $i_{res}$  sinusoïdal figure (IV.13) avec un très faible THD de 1.63% comme le montre la figure (IV.14)

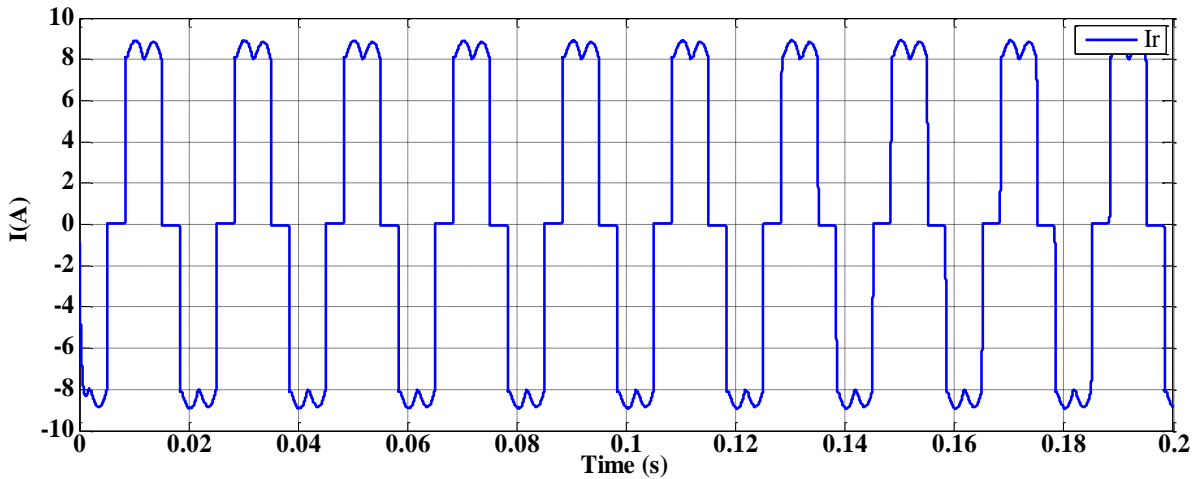


Figure IV. 9 Courant de réseau avant filtrage

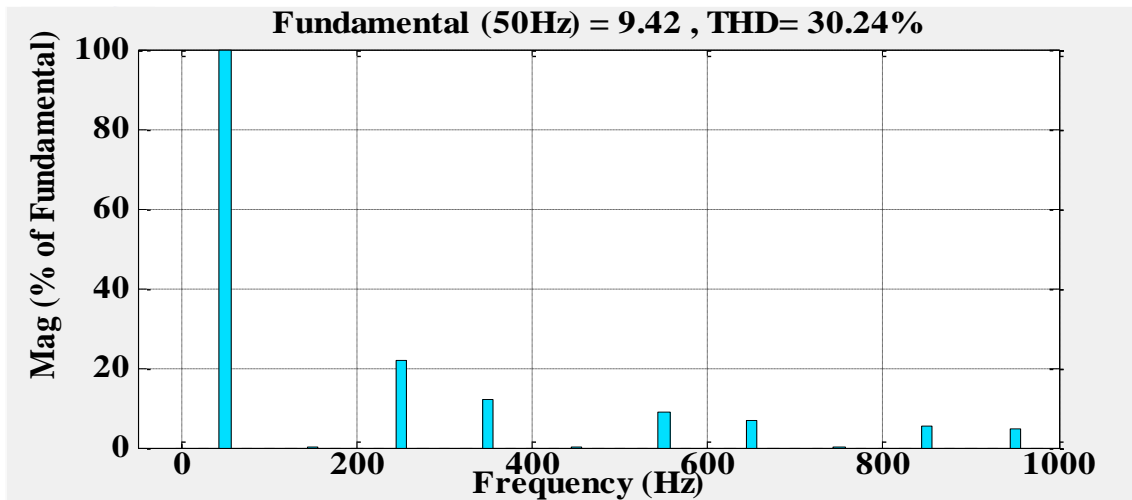


Figure IV. 10 Le spectre des harmoniques du courant de réseau avant filtrage

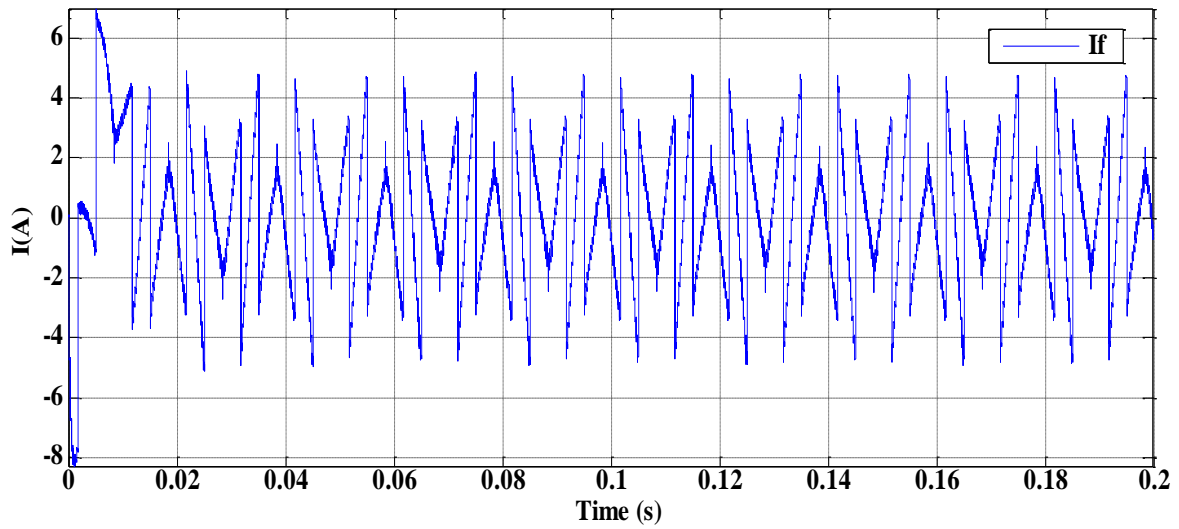


Figure IV. 11 Courant de filtre de sortie

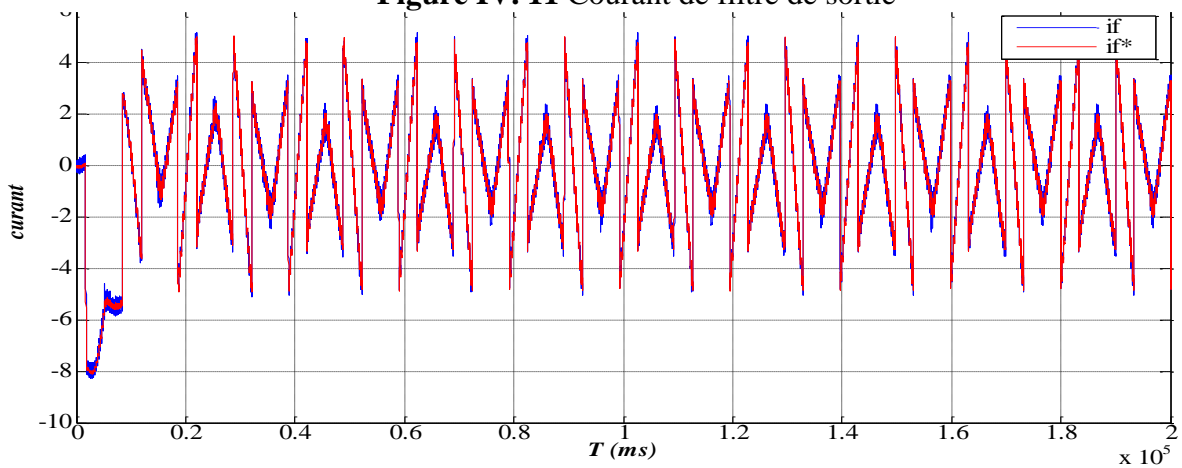


Figure IV. 12 Courant de filtre de sortie et sa référence

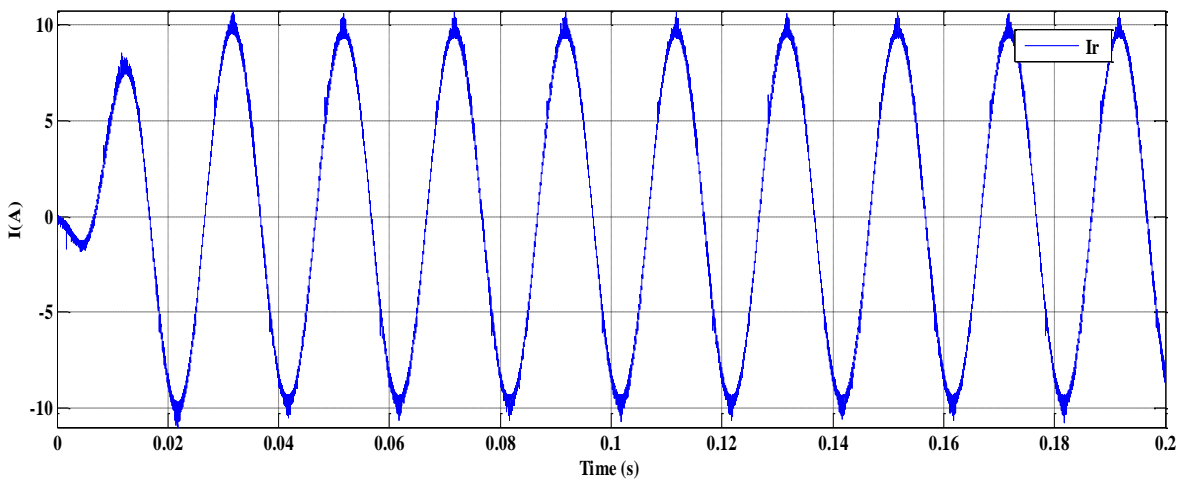
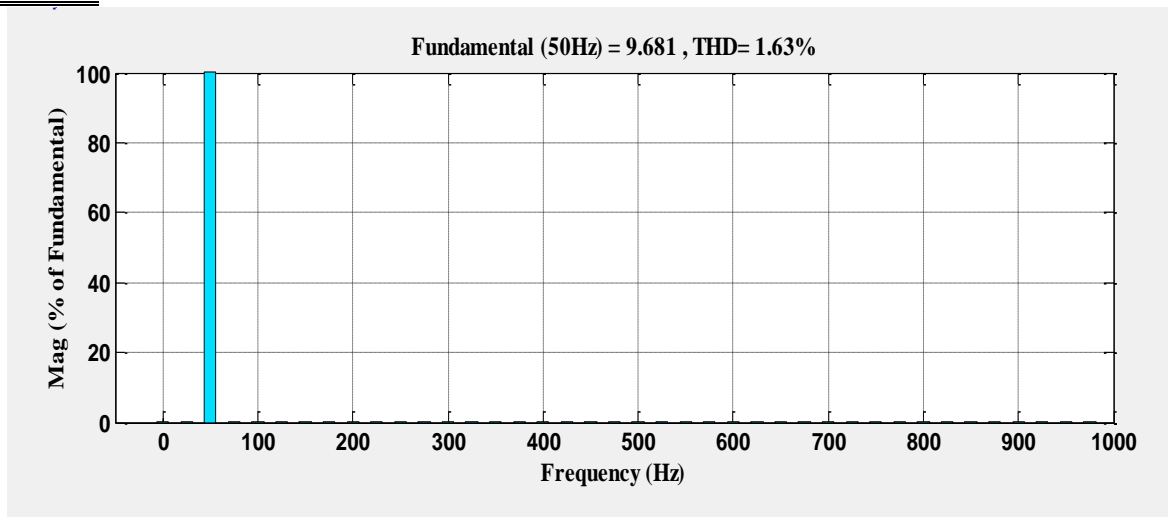


Figure IV. 13 Courant de réseau après filtrage



**Figure IV. 14** Le spectre des harmoniques du courant de réseau après filtrage

Afin d'évaluer l'efficacité de notre méthode de régulation employée, nous comparons nos résultats avec ceux obtenues avec l'approche classique.

Les performances sont évaluées grâce au *THD* côté source. On remarque que la compensation par l'approche classique par un PI est plus efficace qu'une compensation par l'approche floue. Le *THD* mesuré est de 1.46 % grâce à l'approche classique par PI au lieu de 1.63 % avec l'approche floue.

#### IV.8. Etude comparative du FAP deux niveaux et trois niveaux

Les résultats de simulations obtenus pour la commande de filtre actif deux et trois niveaux avec les deux méthodes de commande présentées auparavant (PI et floue) sont présentée dans la tableau

Tableau.IV 3 :Comparisation entre deux et trois niveaux

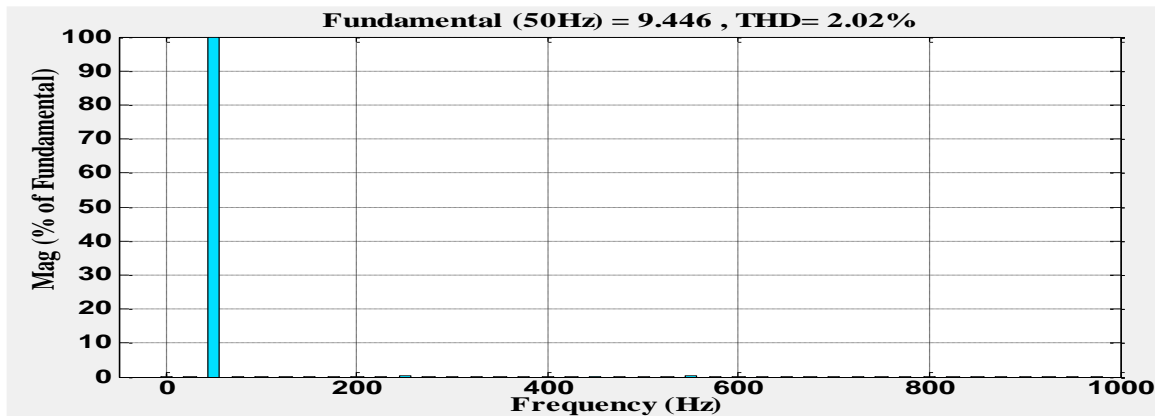
Niveaux de l'onduleur	Deux niveaux	Trois niveaux
Commande par PI	2.58%	1.46%
Commande par floue	1.82%	1.63%

À partir des résultats représentés dans le tableau, on remarque que les deux méthodes de commande pour les deux filtres actifs deux niveaux et trois niveaux présentent un bon THD. Cependant dans le cas du filtre actif trois niveaux on remarque une diminution du THD par rapport au filtre actif deux niveaux. Donc on peut conclure que l'augmentation des niveaux de l'onduleur a une influence sur la qualité de filtrage, vu que l'onde de tension livrée par un onduleur de tension trois niveaux contient plus de niveaux que celle produite par un onduleur de tension deux niveaux. En outre, elle est plus proche d'une forme sinusoïdale qu'une onde deux niveaux.

### IV.9. Etude de robustesse

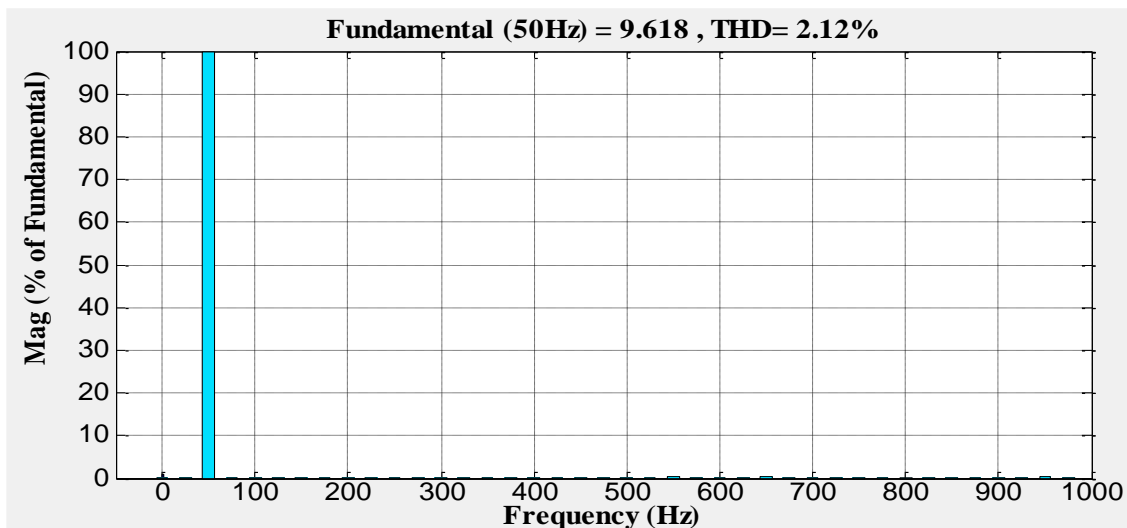
Pour étudier les performances du FAP et tester la robustesse de différents régulateurs PI et FLOUE, à l'instant  $t=0.2s$  on va changer l'inductance de filtre de sortie  $L_{f2}=L_f*(1/2*L_f)$

La figure suivante représente le spectre des harmoniques par un régulateur PI après le changement de  $L_f$



Le spectre des harmoniques par un régulateur pi

La figure suivante représente le spectre des harmoniques par un régulateur floue après le changement de  $L_f$



Le spectre des harmoniques par un régulateur floue

#### Interprétation

D'après les résultats qui figurent, on constate que le THD est dans les normes pour les deux méthodes (PI) et (Floue), presque les mêmes valeurs.



On peut conclure que le bon réglage par la logique floue, nous donne un meilleur résultat pour la compensation des harmoniques.

#### **IV.10. Conclusion**

Ce chapitre nous a permis d'avoir un aperçu global sur les systèmes flous. Nous avons montré comment appliquer cette théorie en vue de la conception d'un régulateur flou. A l'issue de cette étape, nous nous sommes intéressés par la commande du *SAPF* à trois niveaux en régulant le courant généré par le filtre actif.

Afin de vérifier les performances de notre technique de régulation, une comparaison des résultats de simulation de la commande du *SAPF* par régulateur conventionnel et par régulateur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le régulateur flou semble pouvoir remplacer le régulateur classique pour améliorer les performances de compensation des perturbations en courant. Le recours à de commande floue permet non seulement de régler le courant du filtre actif mais aussi d'avoir un courant de source de forme sinusoïdale et un facteur de puissance très proche de l'unité.

## **Conclusion général :**

Le travail réalisé dans cette thèse s'est intéressé à la commande des dispositifs d'électronique de puissance, à base de filtres actifs, utilisés pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. De nouvelles structures de filtres actifs parallèles à base multiniveaux ont été étudiées. Elles avaient pour objectif la dépollution des harmoniques de courant produits par une charge non linéaire.

Dans une première phase, nous avons effectué une étude théorique sur la problématique des perturbations harmoniques générées par des charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. Puis, nous avons abordés différentes solutions, dont particulièrement le filtre actif parallèle. Des exigences de plus en plus strictes, des industries quant à la qualité de l'énergie, nous obligent à développer de nouvelles structures de filtres actifs plus performantes, afin d'obtenir de meilleurs résultats.

Dans la deuxième phase, nous avons étudié la commande des filtres actifs parallèles multiniveaux. Nous avons procédé à la comparaison entre différentes structures du SAPF à deux niveaux, à trois niveaux. Les résultats nous montrent que l'augmentation de niveau de tension entraîne de meilleures performances de filtrage et une meilleure qualité du courant de source. Cela se confirme par les faibles valeurs du taux de distorsion harmonique obtenu. D'autre part, l'efficacité du filtre actif dépend fortement de la méthode d'identification des courants de référence. La méthode choisie pour identifier les courants harmoniques est celle de l'identification des puissances réelle et imaginaire instantanée. Cette méthode nécessite des tensions de réseau saines pour identifier correctement les harmoniques du courant de charge. Les résultats de simulation obtenus ont été présentés et commentés.

Pour la phase de régulation des courants injectés par le filtre actif, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le régulateur flou. Nous avons étudié la structure générale d'un régulateur flou et la méthodologie de sa conception. Une comparaison des résultats de simulation entre le régulateur conventionnel et le régulateur flou a été faite. Compte tenu des résultats obtenus, le régulateur flou semble le plus approprié pour l'amélioration des performances du filtre actif.

Pour conclure, nous pouvons affirmer que les résultats obtenus, en particulier le taux de distorsion harmonique, sont satisfaisants et répondent aux limites imposées par les normes

Internationales IEEE 519-1992. Ceci prouve l'efficacité de l'application des structures des onduleurs multiniveaux dans le domaine du filtrage actif.

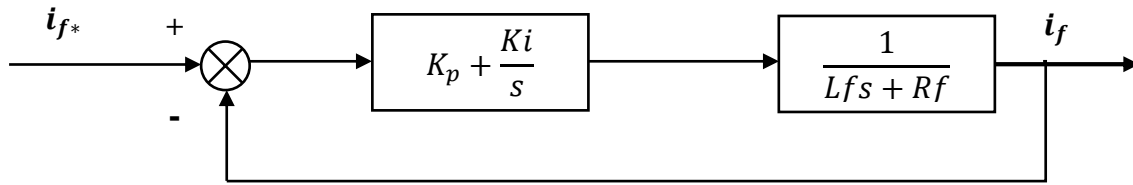
# *Annexes*

**Annexe A : paramètres de simulation**

*Le tableau suivant reprisant les paramètres de simulation*

Les paramètres		Valeur numérique
Réseau électrique	$E_s$	
	Fréquence $f$	
	Résistance $R_s$	
	Inductance $L_s$	
Charge	Résistance $R_c$	
	Inductance $L_c$	
Filtre actif parallèle	Résistance $R_f$	
	Inductance $L_f$	
	Tension $v_{dc}$	
	Fréquence de commutation	

**Annexe B : Dimensionnement du régulateur**



Le régulateur PI est donné par la relation suivante

$$R_p(s) = \frac{K_p}{s} \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \tag{B.1}$$

Par compensation :

$$\frac{R_f}{L_f} = \frac{K_i}{K_p} \tag{B.2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{I_f(s)}{I_f^*(s)} = \frac{1}{\frac{L_f}{K_p} s + 1} \tag{B.3}$$

Le système du premier ordre sa fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{I_f(s)}{I_f^*(s)} = \frac{K}{1 + \tau_1 s} \tag{B.4}$$

$$\tau_1 = \frac{L_f}{K_p} \tag{B.5}$$

Le régulateur de la puissance active et réactive est :

$$K_p = \frac{L_f}{\tau_1} \tag{B.6}$$

$$K_i = \frac{R_f}{\tau_1} \tag{B.7}$$

# Bibliographie

## Recherche bibliographie

### **Recherche bibliographie**

- [1]. M. M. Abdulalam, "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales," Nancy 1, 2008.
- [2]. B. ZAIDI, "Commande des convertisseurs multiniveaux," Université de Poitiers – UFR Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieur de Poitiers (ENSIP), 2015.
- [3]. BOUAFIA ABDELOUAHAB " Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : "application aux redresseurs a MLI " Thèse de doctorat 2010 Université de Sétif.
- [4]. CHAOUI ABDELMADJID " Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires" thèse de doctorat 2010 université de sétif.
- [5]. FRANÇOIS DEFAÏ " Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour Une application de filtrage actif " Thèse de doctorat 2008 université de Toulouse.
- [6]. MOHAMAD ALAA EDDIN ALALI " Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension " Thèse de doctorat 2002 Université de Louis Pasteur.
- [7]. B.SAMIR, « Filtrage actif parallèle des réseaux électriques avec compensation de l'énergie réactive », Thèse ingénieur d'état en génie électrique Université Msila 2007.
- [8]. M. Fatiha, « Etude et Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Structure de Tension », Mémoire de Magister, Univ. Oran, Octobre 2001.
- [9]. S. Karimi « Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop " : application au filtre actif parallèle », Thèse Doctorat. Université Nancy-I 2009.
- [10]. M.D. Epanya « Application du filtrage actif pour une mise en oeuvre de méthode de prédiction et de contrôle d'harmoniques dans un réseau de distribution électrique », Mémoire comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique. Université du Québec 2010.
- [11] S. Beaulieu « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique », Mémoire présente comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie. Université du Québec à Chicoutimi 2007.
- [12]. H. Djeghloud, "Filtrage actif de puissance", Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, Décembre 2007.
- [13]. F. Hamoudi « Contribution aux stratégies de commande avancées d'un filtre actif shunt à quatre fils », Thèse Doctorat. Université de Batna 2012.
- [14]. B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra « A review of active filters for power quality improvement », IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp.960-971, Vol.46, No.5, October 1999.

## Recherche bibliographie

- [15]. Z. Salam, C. Tan Perng and A. Jusoh « Harmonics mitigation using active power filter: atechological review », *Elekrika*, Vol.8, No.2, 2006.
- [16]. P. Rathika, D. Devaraj « Artificial intelligent controller based three-phase shunt active filter for harmonic reduction and reactive power compensation », *Proceedings of The International Multi Conference of Engineers And Computer Scientists 2010*, Vol.2, IMECS 2010, March 17- 19, 2010, Hong Kong.
- [17]. H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits”, in *Proc. International Power Electronics Conference*, pp. 1375–1386, Tokyo 1983.
- [18]. H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devises without energy storage components”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, no. 3, pp. 625– 630, May/June 1984.
- [19]. P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct power control of an AFE using predictive control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2516– 2523, September 2008.
- [20]. W. Liqiao, L. Ping, L. Jianlin, and Z. Zhongchao, “Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters”, in *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, vol. 5, pp. 3512– 3516, 20-25 June 2004.
- [21]. B.M. Han, H.J. Kim, and S.T. Baek, “Performance analysis of SSSC based on three-level multi-bridge PWM inverter”, *Electric Power Systems Research*, vol. 61, no. 3, pp. 195–202, April 2002.
- [22]. Ab. Hamadi, S. Rahmani and K. Al-Haddad, Fellow, A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, 2009
- [23]. E.S. Gholipour, “Apport de l’UPFC à l’amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques”, *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I*, Octobre 2003.
- [24]. J. Xu, “Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité ”, *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine*, Janvier 1994.
- [25]. B. Ouahid, *Contribution à l’Analyse des Onduleurs Multiniveaux, Mémoire de Magister, Univ. Batna*, 2005.
- [26] A. L. D. H. Bermeo, “Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : de la basse tension à la montée en tension”, *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble*, Novembre 2006.
- [27]. S. Rahmani, K. Al-Haddad, and H. Y. Kanaan, “A comparative study of shunt hybrid and shunt active power filters for single-phase applications: simulation and experimental validation”, *Electric Power Systems Research*, vol. 71, no. 4-6, pp. 345– 359, June 2006.
- [28]. A.M. Massoud, S.J. Finney, A.J. Cruden, and B.W. Williams, “Three-phase, threewire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques”, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 4, pp. 2349–2361, October 2007.



## Recherche bibliographie

- [29]. H. Zhang, S.J. Finney, A. Massoud, and B.W. Williams, "An SVM algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level NPC active power filter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 6, pp. 2694– 2702, November 2008.
- [30]. P. Xiao, G.K. Venayagamoorthy, and K.A. Corzine, "Seven-level shunt active power filter for high-power drive systems", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 1, pp. 6–13, January 2009.
- [31]. O. Bouhali, E.M. Berkouk, C. Saudemont, and B. François, "A five level diode clamped inverter with self-stabilization of the DC-link voltage for grid connection of distributed generators", in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics: ISIE 2004, Ajaccio, France, vol. 2, pp. 947– 952, 4-7 May 2004.
- [32]. A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral clamped PWM inverter", in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Conf., pp.761– 766, 1980.
- [33]. J.S. Manguelle, "Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi secondaires basse fréquence : réactions au réseau d'alimentation", Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [34]. H. Foch, F. Forest, et T. Meynard, "Onduleurs de tension : structures, principes, applications", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, no. D3 176, Février 1997.
- [35]. Kezerli Rouchdi, "Alimentation et Commande d'une MADA connectée au réseau local, enutilisant les convertisseurs multi niveaux". Thèse de Magister, N°d'ordre : 23 /2009-M/EL. Université des sciences et de la technologie « Houari Boumediene » Faculté d'électronique et d'informatique. Algérie.
- [36]. Hammoudi Mohamed El Amine, "Etude de l'influence de l'éolienne sur le réseau de distribution ". Thèse d'ingénieur, Promotion 2010. Université des Sciences et de la Technologie « Houari Boumedienne » Faculté d'Electronique et d'Informatique « Département d'Electrotechnique ». Algérie.
- [37]. Rafika Drareni, Zahra Ouahrani, "Commande d'un aérogénérateur à base d'une machine asynchrone à cage connectée au réseau à travers un convertisseur AC-DC-AC ". Thèse d'ingénieur, Promotion juin 2009. École nationale supérieure polytechnique « Département du Génie Electrique ». Algérie.
- [38]. Abbas Mourad, Mechentel Mohamed, " Modélisation et Commande d'une MADA alimentée par une Cascade à Trois Niveaux application à l'Energie Eolienne ". Thèse d'ingénieur, Promotion 2006. École nationale supérieure polytechnique « Département du Génie Electrique ». Algérie.
- [39]. P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieullot, et L. Dubois, "Introduction à la commande floue", Collection Sciences & Technologies, Ed. Technip, Paris, 1998.
- [40]. M.T. Cao, "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue", Thèse de Doctorat, Université Laval Québec, Décembre 1997.
- [41]. J. Faucher, "Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2006.
- [42]. B.B. Meunie, et C. Marsal, " Logique floue : principe, aide à la décision", Ed. Hermes Science Lavoisier, 2003.

## Recherche bibliographe

[43]. B. blkacem, « Intégration de l'énergie éolienne dans réseau électrique local » thèse magister soutenu le 17/10/2010 univ Ibn khaldoun, Ecole doctorale depart, génie électrique,option commande des réseaux électrique. Algérie

[44]. H. Buhler, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne ,1994