

République Algérienne démocratique et populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



**Pôle universitaire de Mohamed Boudiaf - Msila**  
**Faculté de Technologie**  
**Département de Génie Electrique**



# Mémoire

**OPTION**

Réseaux Electrique

## Thème

---

**Commande et analyse fonctionnel d'un générateur photovoltaïque  
connecté au réseau via un filtre actif parallèle triphasé**

---

PRÉSENTÉE PAR

**Belhoute Belgassem**

**Mimoune Faris**

ENCADREUR

**Dr. Aassam Zorig**

**Dr. Hamouda Noureddine**

**2022/2023**

## **Remerciement**

Nous remercions, en premier lieu, notre dieu qui a bien voulu nous donner la force pour effectuer le présent travail.

Nous voudrions exprimés notre sincère gratitude à notre encadreur «**Dr. Aassam Zorig**» et notre Co-encadreur

« **Dr. Hamouda Noureddine** »

Pour leurs orientations et leurs conseils durant l'évolution de ce travail.

Et aussi nos remerciements s'adressent en particulière

A Tous les enseignants du département de génie électrique.

Nos gratitudes à tous les membres de jury qui font l'honneur de Juger notre travail.

ET A toute la famille et tous ceux qui nous ont aidés et encouragés de près ou de loin.

« On leurs dit merci de tous notre cœur »

## Résumé :

Nous avons envisagé dans la littérature du filtre actif deux sources d'alimentation, la première source est dite non autonome via un pont redresseur, et la deuxième source est dite autonome via une source renouvelable (éolienne ou photovoltaïque). Le bon choix de la méthode d'identification des courants harmoniques va aboutir à la bonne qualité de filtrage, puisqu'elle constitue le noyau du filtre actif parallèle.

Dans ce travail de Master, nous avons commencé en premier temps à présenter une brève généralité sur les harmoniques dans le réseau électriques (sources, leurs effets et leurs critères de quantification), ensuite les différentes solutions existe pour mitiger les courant harmoniques et leurs techniques d'identifications avec accentuation sur la méthode de puissance instantanée ( $p-q$ ) modifiée, après nous présentons la structure générale du filtre actif parallèle triphasé (dimensionnement du filtre actif en termes de puissance, et le choix des paramètres du filtre de couplage et la tension du bus continu).

Dans un second temps, nous présentons un générateur PV avec une leur commande MMPT pour extraire le point maximal de puissance, l'association du générateur PV avec filtre actif parallèle triphasé sera présente pour différent régime de fonctionnement de réseau électrique (réseau idéal, réseau distordés...) avec différent niveau du clairement.

Par voie de simulation dans l'environnement (MATLAB/Simulink), le comportement du filtre actif parallèle triphasé avec différent régimes des tensions de réseau électriques, avec différents caractères de charges (inductive et capacitive) et avec une source d'alimentation photovoltaïque seront examinés.

## ملخص :

قد أخذنا في الاعتبار في أدبيات المرشح النشط مصدرين للطاقة، ويقال إن المصدر الأول ليس مستقلاً عن طريق جسر مصلح، ويقال إن المصدر الثاني مستقل عن طريق مصدر متجدد (الرياح أو الطاقة الكهروضوئية). سيؤدي الاختيار الصحيح لطريقة تحديد التيارات التوافقية إلى جودة التصفية، لأنها تشكل نواة المرشح المتوازي النشط. في عمل الماجستير هذا، بدأنا في البداية في تقديم عام موجز حول التوافقيات في الشبكة الكهربائية (المصادر وأثارها ومعايير قياسها الكمي)، ثم توجد الحلول المختلفة للتخفيف من التيارات التوافقية وتقنيات تحديدها مع إبراز طريقة الطاقة الفورية (p-q) بعد أن نقدم الهيكل العام للمرشح النشط المتوازي المكون من ثلاث مراحل (حجم المرشح النشط من حيث القدرة، واختيار بارامترات مرشح الاقتران والجهد للناقل المستمر).

في الخطوة الثانية، نقدم مولد كهروضوئي مع تحكم MMPT لاستخراج أقصى نقطة طاقة، وسيكون ارتباط مولد PV مع مرشح نشط متوازي ثلاثي الأطوار موجوداً لنظام تشغيل شبكة الطاقة المختلفة (الشبكة المثالية، الشبكة المشوهة...) بمستوى مختلف من الواضح.

سيتم فحص سلوك المرشح النشط المتوازي ثلاثي الأطوار مع أنظمة مختلفة من. بواسطة المحاكاة في البيئة (MATLAB/Simulink)، سيتم فحص سلوك المرشح النشط المتوازي ثلاثي الأطوار مع أنظمة مختلفة من جهد الشبكة الكهربائية، مع أحرف مختلفة من الأحمال (الاستقرائية والسعية) ومع مصدر الطاقة الكهروضوئية.

## Table des matières

Table des Matières.....	i
Liste des figures.....	vi
Liste des tableaux .....	xi
Liste des symboles et acronymes .....	xii
Introduction générale .....	<u>01</u>

### **CHAPITRE I : Problèmes d’harmoniques dans les réseaux électriques et leurs solutions proposées**

Introduction générale.....	03
I.1 Introduction .....	06
I.2 Signification du terme harmonique.....	06
I.2.1 Inter-harmoniques .....	08
I.2.2 Infra-harmoniques .....	08
I.3. Classification des harmoniques .....	08
I.3.1. Les harmoniques du système direct .....	08
I.3.2. Les harmoniques du système inverse .....	09
I.3.3. Les harmoniques du système homopolaire .....	09
I.4. Les Charges électriques dans le reseau electrique .....	09
I.4.1. Charge électrique linéaire .....	09
I.4.2. Charge électrique non linéaire .....	10
I.5. Origine des harmoniques .....	11
I.6. Effets des perturbations harmoniques .....	11
I.6.1 Les Effets instantanés .....	12
I.6.2 Les Effets à long terme .....	12
I.7. Caractérisation des perturbations harmoniques induite par des charges non linéaire .....	13
I.7.1 Valeurs efficaces de la tension et du courant .....	13
I.7.2 Puissance instantanée et puissance moyenne en régime déformé .....	13
I.7.3 Puissances apparente, active, réactive et de distorsion .....	13
I.7.4 Facteur de puissance $F_p$ .....	14

## Table des matières

---

I.7.5 Distorsion harmonique individuelle (THD) <sub>i</sub> .....	14
I.7.6 Taux de distorsion harmonique THD .....	15
I.7.7 Normes imposées sur le taux de distorsion harmonique THD .....	16
I.8. Stratégies de préventions des perturbations harmoniques.....	19
I.8.1 Utilisation d'appareils propre .....	19
I.8.1.1 Utilisation des redresseurs 12 ou 24 impulsions .....	19
I.8.1.2 Utilisation d'un redresseur à absorption sinusoïdale .....	20
I.8.1.3 Utilisation du redresseur MLI.....	20
I.8.2 Utilisation des dispositifs de filtrage .....	21
I.8.2.1 Utilisation des Filtre passifs .....	22
I.8.2.2 Utilisation des Filtres actifs .....	22
I.8.2.2.1 Filtre actif parallèle (FAP).....	23
I.8.2.2.1.1. Association série d'un filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque .....	24
I.8.2.2.2 Filtre actif série (FAS) .....	25
I.8.2.2.3 Conditionneur universel de la qualité d'onde.....	26
I.8.2.3. Utilisation des Filtres hybrides.....	26
I.8.2.3.1. Configuration d'un filtre actif parallèle avec des filtres passifs résonant.....	27
I.8.2.3.2. Configuration d'un filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	27
I.9. Conclusion.....	29

## CHAPITRE II : Techniques d'identification modifiées des courants harmoniques de références dans un système du FAP triphasé

II.1 Introduction .....	31
II.2 Méthode d'identifications temporelles.....	31
II.2.1 Méthode de la puissance instantanée (pq) .....	32
II.2.2 Méthode de référentiel synchrone de Park (d-q).....	35
II.3 Etude du filtre passe bande multivariable.....	37
II.3.1 Principe du filtre multivariable .....	37
II.3.2 Modèle mathématique du filtre multivariable .....	37
II.3.3 Structure du circuit PLL modifié par FMV .....	40

## Table des matières

---

II.3.4 Méthode de la puissance instantanée (p-q) modifiée.....	43
II.4 Résultats de simulation.....	44
II.4.1 Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime de tensions de réseau déséquilibrées .....	44
II.4.2 Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime de tensions de réseau distordues.....	46
II.4.3. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime de tensions de réseau déséquilibrées et distordues .....	48
II.5. Conclusion .....	50
 <b>CHAPITRE III : Etude et commande d'un FAP alimenté avec une source de tension non idéale et contrôlé par la méthode (pq) modifiée</b>	
III.1. Introduction .....	52
III.2. Objectif du filtrage actif parallèle.....	52
III.3. Dimensionnement de la puissance nominale du FAP triphasé.....	53
III.4. Structure de puissance et commande du FAP .....	55
III.4.1. Partie puissance du filtre actif parallèle.....	55
III.4.1.1. Onduleur triphasé de tension.....	55
III.4.1.2. Condensateur du stockage d'énergie.....	57
III.4.1.3. Inductance de couplage au réseau.....	58
III.4.2. Partie contrôle du filtre actif parallèle.....	59
III.4.2.1. Génération des signaux de contrôle par hystérésis.....	59
III.4.2.2. Régulation de la tension continue.....	60
III.4.2.2.1. Contrôleur flou de la tension du bus continue Vdc.....	60
III.5. Résultats de simulation du comportement du FAP avec différent types de charges, différents types de réseau.....	63
III.5.1. Comportement du FAP en régime permanent et dynamique dans un réseau triphasé équilibré sinusoïdales.....	64
III.5.2. Impact d'un condensateur de filtrage sur la qualité du filtrage du FAP.....	67
III.5.3. Comportement du FAP avec les régimes de tension du réseau électrique.....	70
III.5.3.1. Comportement du FAP avec régime déséquilibré du réseau.....	70
III.5.3.2. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau.....	72
III.5.3.3. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordue du réseau.....	73

III.9. Conclusion.....	76
 <b>CHAPITRE IV : Etude et analyse des fonctionnalités du filtre actif parallèle triphasé alimenté via un générateur photovoltaïque (GPV)</b>	
IV.1. Introduction.....	78
IV.2 Description de la topologie du FAP alimenté par source PV.....	78
IV.3 Modèle électrique de la cellule photovoltaïque et son MPPT.....	79
IV.3.1. Caractéristiques électriques des cellules photovoltaïques.....	80
IV.4 Etage d'adaptation du GPV avec le réseau.....	82
IV.4.1. Convertisseur élévateur (hacheur Boost).....	82
IV.4.2. Modèle mathématique équivalent du convertisseur Boost.....	83
IV.5. Algorithmes de calcul du point de puissance maximum.....	84
IV.5.1. Algorithme de perturbation et observation (P&O).....	85
IV.6 Résultats de simulation du comportement du FAP avec source PV .....	86
IV.6.1. Analyse des Fonctionnalités du FAP avec GPV avec des tensions de réseaux sinusoïdaux équilibrés.....	87
IV.6.2. Analyse des Fonctionnalités du FAP avec GPV avec des tensions de réseaux sinusoïdaux distordues.....	92
IV.9. Conclusion.....	99
Conclusion générale.....	100
Références.....	103
..	

## Liste des figures

Figure. I.1. Décomposition d'un signal périodique.....	07
Figure. I.2. Représentation spectrale d'un signal polluée.....	08
Figure. I.3. Structure d'une charge linéaire résistive triphasé .....	09
Figure. I.4. Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive .....	10
Figure. I.5. Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive.....	10
Figure. I.6. Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante.....	10
Figure. I.7. Structure du redresseur 12 impulsions.....	19
Figure. I.8. Structure du redresseur 24 impulsions.....	20
Figure. I.9. Structure d'un redresseur à absorption sinusoïdale.....	20
Figure. I.10. Structure d'un redresseur MLI de source tension.....	21
Figure. I.11. Structure du filtre passif parallèle résonant.....	22
Figure. I.12. Structure du filtre actif parallèle triphasé.....	24
Figure. I.13. Association sérié du filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque.....	25
Figure. I.14. Structure du filtre actif série.....	25
Figure. I.15. Structure du conditionneur universel de la qualité d'onde 'UPQC'.....	26
Figure. I.16. Association du filtre actif parallèle avec filtre passif.....	27
Figure. I.17. Association du filtre actif série avec filtre passif résonnant.....	28
Figure. II.1 Algorithme (p-q) d'extraction des harmoniques de références .....	34
Figure. II.2 Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe fondamental (d-q) .....	35
Figure. II.3. Méthode d'identification (d-q) de références harmoniques de courant en triphasé.....	36
Figure. II.4. (a-b). Diagramme de Bode en 3D du H(s) pour le fondamental.....	38
Figure. II.5. (a-b). Diagramme de Bode en 3D du H(s) pour l'harmonique d'ordre 3th.....	39
Figure. II.6. (a-b). Diagramme de Bode en 3D du H(s) pour l'harmonique d'ordre 5th.....	39
Figure. II.7. Diagramme de circuit du FMV.....	40
Figure. II.8. Schéma de principe du système à PLL.....	41
Figure. II.9. Schéma détaillé de la structure de la PLL modifié par le FMV.....	42
Figure. II.10. Algorithme (p-q) modifie d'extraction des harmoniques de références.....	43
Figure. II.11. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées déséquilibrées.....	45
Figure. II.12. Comportement du PLL modifie pour des tensions triphasées déséquilibrées.....	46
Figure. II.13. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées équilibrées distordues.....	47
Figure. II.14. Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées équilibrées distordue.....	47

## Liste des figures

---

Figure. II.15. Comportement du PLL classique avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues.....	47
Figure. II.16. Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues.....	48
Figure.III.1. Structure du filtre actif parallèle.....	53
Figure.III.2. Structure des unités de puissance et commande du FAP.....	55
Figure.III.3. Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	56
Figure.III.4. Différentes configurations d'onduleur de tension.....	57
Figure.III.5. Principe de contrôle du courant par hystérésis.....	59
Figure.III.6. Structure d'un contrôleur flou pour contrôler la tension Vdc.....	61
Figure.III.7. Répartition des fonctions d'appartenance : (a-b) variables d'entrées, (b) variable de sortie. ....	62
Figure.III.8. Schéma de génération des courants harmoniques de référence. ....	63
Figure.III.9. Comportement du FAP avec une variation de la charge.....	64
Figure.III.10. (a,b) Spectre harmonique du courant de source.....	65
Figure.III.11. Puissance active et réactive du réseau avant et après le filtrage.....	65
Figure. III.12. Comportement du FAP avec une variation de la tension Vdc-ref.....	66
Figure. III.13. Comportement du FAP avec une faible tension continue.....	67
Figure. III.14. Spectre harmonique du courant de source sous une tension faible .....	67
Figure. III.15. Comportement du FAP avec une charge capacitive.....	68
Figure. III.16. (a, b) Spectre harmonique du $i_{sl}$ pour une charge capacitive avec $V_{dc}=300V$ .....	68
Figure. III.17. Comportement du FAP avec charge capacitive en fonction de Vdc.....	69
Figure. III.18. (a,b) Spectre harmonique du $i_{sl}$ pour une charge capacitive avec $V_{dc}=400V$ .....	69
Figure. III.19. Comportement du FAP avec régime déséquilibré de réseau.....	71
Figure. III.20. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau.....	73
Figure. III.21. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordu du réseau.....	74
Figure. IV.1. Structure du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque.....	79
Figure. IV.2. Schéma équivalent de la cellule solaire à une diode.....	80
Figure. IV.3. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.....	81
Figure. IV.4. Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairément. ....	81
Figure. IV.5. Puissance active de la charge et réseau en fonction du clairément.....	83
Figure. IV.6. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,28s] .....	83
Figure. IV.7. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,18s-0,36s] .....	85
Figure. IV.8. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,36s-0,58s] .....	87
Figure. IV.9. Mode de fonctionnement [0,54s-0,74s] .....	88
Figure.IV.10. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,28s].....	89
Figure.IV.11. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,18s-0,36s].....	90

## Liste des figures

---

Figure.IV.12. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,36s-0,58s] .....	90
Figure.IV.13. Mode de fonctionnement [0,54s-0,74s].....	91
Figure.IV.14. Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairment.....	92
Figure.IV.15. Puissance active de la charge et réseau en fonction du clairment .....	93
Figure.IV.16. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,30s] .....	94
Figure.IV.17 (a-f). Spectre harmonique des courants. ....	95
Figure. IV.18. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,30 s-0,50s] .....	96
Figure.IV.19 (a-b). Spectre harmonique du courant de source avant et après le filtrage. ....	96
Figure. IV.20. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,40 s-0,65s] .....	97
Figure. IV.21. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,60s-0,90s] .....	98
Figure.IV.22 (a-b). Spectre harmonique des courants de source et de filtre.....	98
...	

## Liste des tableaux

Tableau.I.1. Limites des tensions et courant harmoniques selon IEEE-519.....	16
Tableau.I.2. Niveaux de compatibilité des harmoniques de tension CEI-1000-2-2.....	17
Tableau.I.3. Taux (en % de $V_1$ ) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).....	17
Tableau.I.4. Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A (CEI 61000-3-2).....	18
Tableau.I.5. Limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4).....	18
Tableau.III.1. Puissance du filtre actif en fonction des objectifs de compensation.....	54
Tableau.III.2. Table de règles d'inférence pour sept fonctions d'appartences.....	62
Tableau.III.3. Paramètres du système de filtrage actif parallèle à simulé. ....	63
Tableau.III.4. Performances de la méthode ( $pq$ ) modifiée par rapport la méthode ( $pq$ ) classique.....	75
Tableau. IV.1. Caractéristiques physiques et électriques du générateur PV utilisé.....	86
Tableau. IV.2. Paramètres du système photovoltaïque-FAP adopté dans la simulation.....	87

## Liste des symboles

<b><math>v(t)</math></b>	Tension instantanée	Volt
<b><math>i(t)</math></b>	Courant instantané	A
<b><math>V_{eff}</math></b>	Valeur efficace de la tension	Volt
<b><math>I_{eff}</math></b>	Valeur efficace du courant	A
<b><math>V_{heff}</math></b>	Valeur efficace de la tension harmonique	Volt
<b><math>I_{heff}</math></b>	Valeur efficace du courant harmonique	A
<b><math>P(t)</math></b>	Puissance active instantanée	W
<b><math>q(t)</math></b>	Puissance réactive instantanée	VAR
<b><math>p_0(t)</math></b>	Puissance homopolaire instantanée	w
<b><math>S</math></b>	Puissance apparente	VA
<b><math>P</math></b>	Puissance active	W
<b><math>Q</math></b>	Puissance réactive	VAR
<b><math>D</math></b>	Puissance déformante	VAR
<b><math>V_{dc}</math></b>	Tension du bus continue du FAP	Volt
<b><math>V_{dc}^*</math></b>	Tension continue de référence	Volt
<b><math>(v_{f1}, v_{f2}, v_{f3})</math></b>	Tensions à la sortie de l'onduleur	Volt
<b><math>(v_{s1}, v_{s2}, v_{s3})</math></b>	Tensions de source triphasée	Volt
<b><math>(i_{s1}, i_{s2}, i_{s3})</math></b>	Courants de source triphasée	A
<b><math>(i_{c1}, i_{c2}, i_{c3})</math></b>	Courants absorbés par la charge non linéaire	A
<b><math>(i_{f1}, i_{f2}, i_{f3})</math></b>	Courants injecté par le filtre actif parallèle	A
<b><math>(v_{\alpha}, v_{\beta})</math></b>	Tensions de source sur l'axe de Concordia ( $\alpha$ - $\beta$ )	Volt
<b><math>(i_{\alpha}, i_{\beta})</math></b>	Courants sur l'axe de Concordia ( $\alpha$ - $\beta$ )	A
<b><math>i_{h^*}</math></b>	Courant harmonique de référence	A
<b><math>i_{f^*}</math></b>	Courant harmonique de référence du filtre	A
<b><math>K</math></b>	Constante du filtre multivariable (FMV)	/
<b><math>\hat{i}_{\alpha\beta}</math></b>	Courant à la sortie du FMV	A
<b><math>i_{\alpha\beta}</math></b>	Courant à l'entrée du FMV	A
<b><math>\Delta IMPP</math></b>	Variation du courant du point maximal de puissance	A
<b><math>IMPP</math></b>	Courant du point maximal de puissance	A
<b><math>\omega_c</math></b>	Pulsation de coupure ou de propagation	Rad/s

## Liste des acronymes

<b>Acronyme</b>	<b>Désignation</b>
<b>Fdis</b>	Facteur de distorsion
<b>Fc</b>	Facteur de crêt
<b>Fdep</b>	Facteur de déphasage
<b>Fdis</b>	Facteur de distorsion
<b>THDi</b>	Distorsion harmonique individuelle
<b>HVDC</b>	High voltage direct current
<b>THD</b>	Taux de distorsion harmonique.
<b>THDV</b>	Taux de distorsion harmonique en tension
<b>THDI</b>	Taux de distorsion harmonique en courant
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>THDi</b>	Distorsion harmonique individuelle
<b>THD</b>	Taux de distorsion harmonique.
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsion
<b>PWM</b>	Pulse With Modulation
<b>CEI</b>	Commission Electrotechnique International
<b>PCC</b>	Point commun de raccordement
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>FAP</b>	Filtre actif parallèle
<b>FAS</b>	Filtre actif série
<b>T32</b>	Transformation inverse de Concordia
<b><math>T_{32}^t</math></b>	Transformation de Concordia
<b>UPQC</b>	Unified Power Quality Conditioner
<b>FPP</b>	Filtre passif parallèle
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transformation
<b>DCC</b>	Méthode de détection directe du courant de charge
<b>PLL</b>	Phase Locked Loop
<b>FMV</b>	Filtre multi-variable
<b>FPH</b>	Filtre passe haut
<b>FPB</b>	Filtre passe bas
<b>PLL</b>	Phase Locked Loop
<b>(d-q)</b>	Transformation de Park
<b>IT2-FLC</b>	Interval Type-2-Fuzzy Logic Controller
<b>VSI</b>	Voltage Source Inverter (onduleur de tension)

## **Introduction générale :**

Vu la gravité des problèmes engendrés par la propagation des harmoniques, les recherches se sont concentrées, sur le développement des techniques de réduction de ces perturbations. Par conséquent, plusieurs solutions existent et d'autres sont encore sous le test.

La solution qu'on doit retenir est celle qui assure le compromis entre l'efficacité de récupérer l'allure sinusoïdale des courants/tensions, de répondre aux obligations économiques liées surtout au coût, et enfin ne pas causer des problèmes supplémentaires dans les systèmes électriques de distributions et de domestique. Par conséquent l'exposition des différents remèdes proposés afin de réduire les harmoniques sur les réseaux de distribution est primordiale. Parmi ces remèdes, citons : le surdimensionnement des éléments composant le réseau, l'utilisation de transformateurs spéciaux, le filtrage passif et le filtrage actif, ce dernier moyen est le plus répandu dans le milieu industriel.

Nous avons envisagé dans la littérature du filtre actif deux sources d'alimentation, la première source est dite non autonome via un pont redresseur, et la deuxième source est dite autonome via une source renouvelable (photovoltaïque). Le bon choix de la méthode d'identification des courants harmoniques va aboutir à la bonne qualité de filtrage, puisqu'elle constitue le noyau du filtre actif parallèle.

Dans ce travail de Master, nous avons commencé en premier temps à présenter une brève généralité sur les harmoniques dans le réseau électrique (sources, leurs effets et leurs critères de quantification), ensuite les différentes solutions existantes pour mitiger les courants harmoniques et leurs techniques d'identifications avec accentuation sur la méthode de puissance instantanée ( $p-q$ ) modifiée par un filtre multivariable, après nous présentons la structure générale du filtre actif parallèle triphasé (dimensionnement du filtre actif en termes de puissance, et le choix des paramètres du filtre de couplage et la tension du bus continu). Et par voie de simulation dans l'environnement Matlab/Simulink, nous avons essayé de présenter de manière compréhensive le rôle et le mécanisme de filtrage actif des courants harmoniques pour compenser les courants harmoniques et la puissance réactive dans le régime de fonctionnement permanent et transitoire, en présentant la capacité du filtre multivariable à augmenter la robustesse de la méthode de puissance instantanée active et réactive, aussi l'impact du contrôleur du bus continu du filtre actif et son effet sur la qualité de filtrage sera examiné aussi dans cette mémoire.

Dans un second temps, nous présentons un générateur PV (le circuit électrique équivalente, l'algorithme MPPT pour extraire le point maximal de puissance du générateur PV), ensuite,

la topologie électronique de puissance de l'association du générateur PV avec filtre actif parallèle triphasé et le réseau électrique triphasé sera présente pour deux types de fonctionnement de réseau électrique (réseau idéal, réseau distordés) avec différent niveau de l'éclairage. Par voie de simulation, on va examiner le comportement du filtre actif parallèle triphasé avec différent régimes des tensions de réseau électriques, avec une charge non linéaire PD3 à diode débité sur une charge inductive variable, et avec une source d'alimentation photovoltaïque.

# *Chapitre I :*

*Problèmes d'harmoniques dans les réseaux  
électriques et leurs solutions proposées*

## I.1.Introduction

L'utilisation illimitée de l'emploi des les appareils industriels ou domestiques à base des convertisseurs d'électronique de puissance provoquent de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques offrent une flexibilité d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation les couts de ces modules d'électroniques de puissance ne cessent de baisser. L'handicap majeur de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires vis-à-vis le réseau électrique, et absorbent des courants avec des formes d'ondes déformé, ces courants déformés circulent à travers des impédances des réseaux et donnent naissance a des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension fondamentale au point de raccordement et rendre cette tension non sinusoïdale. Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques [17].

Ces perturbations ont des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et ont des effets à la fois instantanés et a long terme. Il est donc important pour une installation donnée de savoir définir, analyser et quantifier les harmoniques. Vu la gravité des problèmes engendrés par la propagation des harmoniques, les recherches se sont concentrées, sur le développement des techniques de réduction de ces perturbations. Par conséquent, plusieurs solutions existent et d'autres sont encore sous le test.

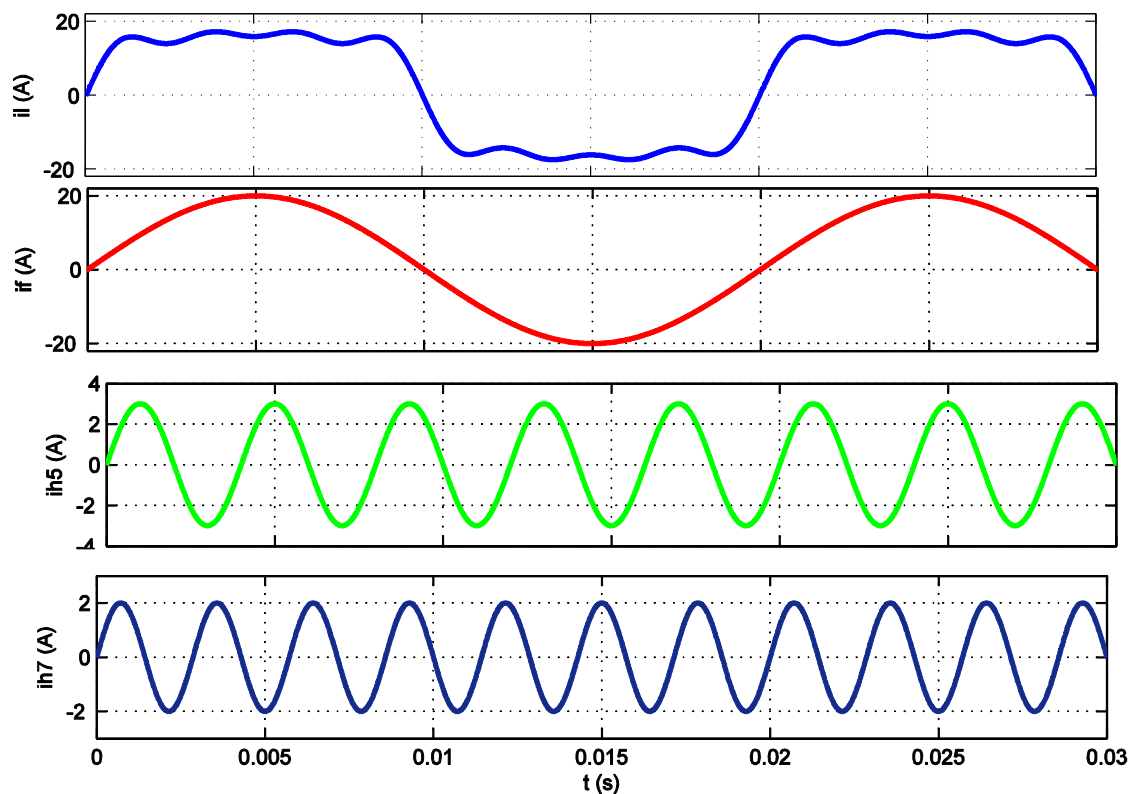
Dans ce chapitre, des notions élémentaires d'analyse harmonique, les origines et les conséquences de la pollution harmonique sont exposés. Ensuite, les normes et la réglementation en vigueur seront présentées aussi, les différents remèdes pour balayer les problèmes des harmoniques sont exposés a fin d'assurant une compensation totale ou sélective de cette pollution harmonique et de récupérer la forme d'onde sinusoïdale des courants/tensions du réseau. Finalement, ce chapitre se terminé par un état de l'art sur l'évolution des filtres actifs.

## I.2. Signification du terme harmonique

Le terme 'Harmonique' a été originalement utilisé en relation avec le son et signifiait la vibration d'une corde ou d'une colonne d'air à fréquence multiple de celle du fondamental [17]. La même idée a été retenue dans le génie électrique quand la forme déformée de l'onde du courant ou de la tension est représentée, par la méthode bien connue de l'analyse de Fourier, comme étant la somme du fondamental et de la série des composantes harmoniques. Un grand avantage de la méthode mentionnée précédemment est que dans les systèmes linéaires, chaque composante harmonique peut être considérée séparément et la distorsion finale peut être déterminée par la superposition des divers harmoniques.

Donc les harmoniques sont des tensions ou courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du réseau (fondamentale), La distorsion harmonique est une forme de pollution du réseau électrique, susceptible de poser des problèmes si la somme des courants harmoniques est supérieure à certaines valeurs limites [17-18]. En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont supérieurs à 100 Hz et inférieur à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50. La décomposition en série de Fourier d'un signal périodique (non sinusoïdale) de fréquence  $f=50\text{Hz}$ , peut être représentée, selon la décomposition harmonique sous la forme d'une somme de fonction composée (Figure. I.1) :

- d'un terme sinusoïdal à la fréquence  $f_1=50\text{Hz}$  de valeur efficace. Ce terme est appelé fondamental.
- des termes sinusoïdaux dont les fréquences sont égaux à  $n$  fois la fréquence du fondamental ( $f_h=nf_1$ ) et de valeurs efficaces. Ces fréquences multiples du fondamental sont appelées harmoniques.
- d'une éventuelle composante continue d'amplitude.



**Figure. I.1.** Décomposition d'un signal périodique

Dans le cas où il y a des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on notera qu'il existe d'autres composantes harmoniques :

### I.2.1. Inter-harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz.

### I.2.2. Infra-harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental (10 Hz, 20 Hz). La répartition des harmoniques, inter-harmoniques et infra-harmoniques est illustrée sur la Figure I.2. La présence de ce genre d'harmoniques est due à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs [19-20]. Ces variations sont provoquées par des machines telles que les fours à arc, cyclo-convertisseurs et les variateurs de vitesse...etc.

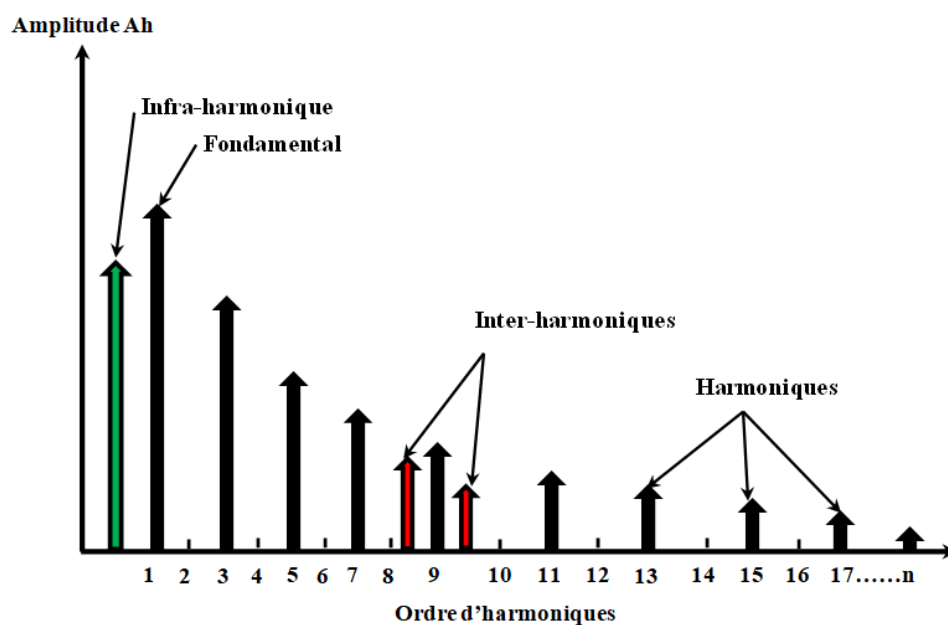


Figure. I.2. Représentation spectrale d'un signal polluée

## I.3. Classification des harmoniques

Les harmoniques sont généralement classées par leurs noms, leurs fréquences et leurs séquences de propagations, de plus, un système triphasé équilibré non sinusoïdal est la superposition de trois systèmes triphasés équilibrés sinusoïdaux [20-6] :

### I.3.1. Les harmoniques du système direct

Le système directe comporte le fondamentale (50Hz) et les harmoniques de rang impair égal à  $6k+1$ , soit 7, 13, 19, 25,... Ces harmoniques se propagent dans la même direction du fondamentale, Généralement, ces harmoniques de séquence positive ne sont pas souhaitables, car elles sont responsables de la surchauffe des conducteurs, des lignes de puissance et des

transformateurs en raison de l'addition des formes d'onde.

### I.3.2. Les harmoniques du système inverse

Le système inverse dus aux harmoniques de rang impair égal à  $6k-1$ , soit 5, 11, 17, 23, ..., ces harmoniques se propagent dans le sens opposé de la direction de rotation du fondamentale, tendent à diminuer l'amplitude de la tension et du courant. Ils circulent entre les phases, créant des problèmes supplémentaires avec les moteurs électriques.

### I.3.3. Les harmoniques du système homopolaire

Ce système contient autre ensemble d'harmoniques spéciales appelées "Triplens" (multiple de trois) d'ordre impair égal à  $3k$  (3, 9, 15, 21, ... etc.). Ils ont des séquences de rotation nulle. D'où leur nom, et sont donc déplacés de zéro degré. Ces harmoniques circulent entre la phase et le neutre ou la masse et ne s'annulent pas. Au lieu de cela s'ajoutent arithmétiquement dans le fil neutre commun qui est soumis aux courants des trois phases.

## I.4. Charges électriques raccordés au réseau électrique

### I.4.1. Charge électrique linéaire

Une charge est dite linéaire, lorsqu'elle alimenté par une source de tension sinusoïdale, elle absorbe un courant sinusoïdale, à titre d'exemple des charge non linéaire les résistances, inductance... etc. La Figure. I.3 illustre ce type des charges électriques [6-5-1]

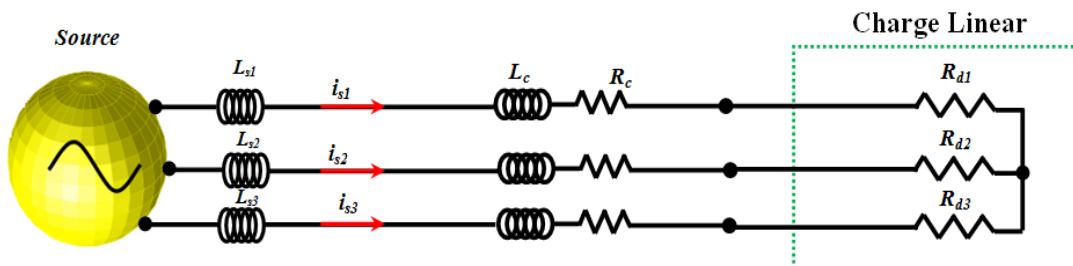


Figure. I.3. Structure d'une charge linéaire résistive triphasé

Les formes d'ondes de la tension de source et du courant absorbé par une charge linéaire (résistance) sont représentées sur la Figure. I.4.

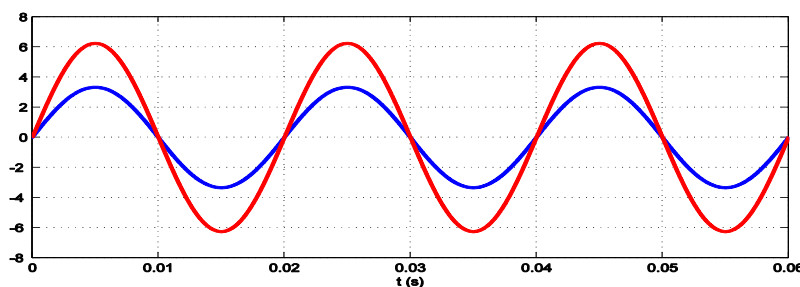
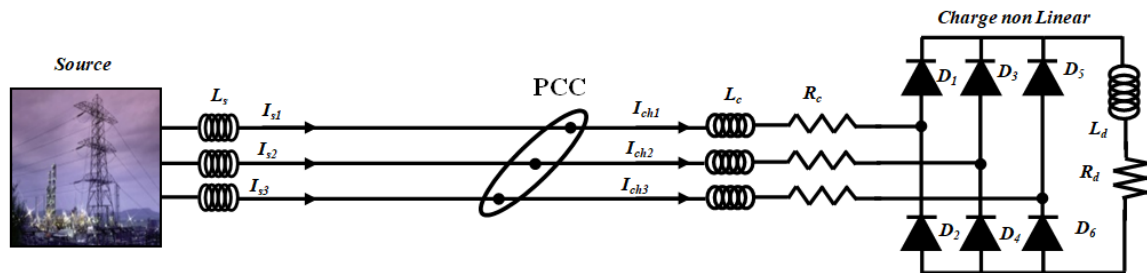


Figure. I.4. Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive

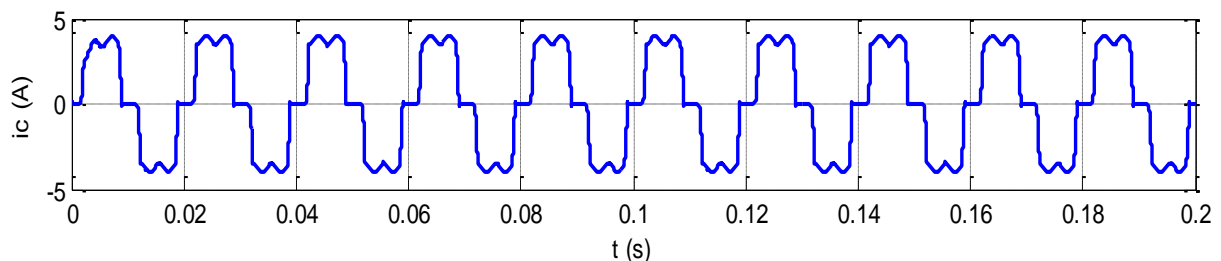
### I.4.2. Charge électrique non linéaire

Une charge est dite non linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme que la tension qui l'alimente [21]. Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs...etc.), les circuits magnétiques saturés, les lampes, ...etc. La Figure.I.5 présente la structure d'une charge non linéaire représentée par un pont triphasé à diode débité sur une charge inductive, et alimenté par un réseau triphasé équilibré [3-5-1] .



**Figure. I.5.** Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive

Le courant délivré par la source aura, dans ce montage, une forme carrée qui est riche par des harmoniques d'ordre  $(6k \pm 1)$ , est montré dans la Figure. I.6.



**Figure. I.6.** Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante

### I.5. Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques.

Ces équipements 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. [19][25]. Parmi ces équipements on peut citer :

- les convertisseurs de puissance (alternatif/continu –continu/alternatif).

- les démarreurs électroniques des moteurs.
- les variateurs électroniques de vitesse.
- les ordinateurs et autres dispositifs électroniques.
- les éclairages électroniques.
- les fours à arc électrique
- les transformateurs
- les convertisseurs d'énergie éolienne et photovoltaïque

## **I.6. Effets des perturbations 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 des 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 important à cause des surcoûts, de la dégradation du rendement énergétique, du surdimensionnement, des pertes de productivité ou des déclenchements intempestifs qu'ils entraînent. Ces coûts de matériel, pertes énergétiques et perte de productivité entraînent une baisse de la compétitivité des entreprises. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types instantanés et à long terme [19-20], [3-2-5].

### **I.6.1. Effets instantanés**

On peut citer les effets instantanés des harmoniques comme suite :

- Dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation (détection du passage par zéro, ...).
- Pertes de précision dans les appareils de mesure.
- Vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques.
- Vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques.
- Perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique (contrôle-commande, télécommunication, téléphonie, réseaux locaux, ...).
- Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie.

- Déclenchement intempestif des circuits de protection.
- Effets de papillotement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques.

### I.6.2. Effets à long terme

Les effets à long terme des harmoniques sont récapitulés comme suite :

- vieillissement prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires, dû à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.
- Échauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipements entraînant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements.
- surchauffe du neutre. En effet dans un système triphasé équilibré.
- Échauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage.
- Pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de Peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique.
- Fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires,
- Vieillessement des isolants. Il peut être dû soit à une contrainte en tension consécutive à la présence de tensions harmoniques, et donc à une augmentation locale des courants de fuite, soit à l'échauffement exagéré provoqué par l'échauffement des conducteurs.

## I.7. Caractérisation des perturbations harmoniques induite par des charges non linéaires

Plusieurs grandeurs peuvent caractériser la distorsion en régime déformé : le taux global de distorsion harmonique (THD), le facteur de distorsion ( $F_{dis}$ ) et le facteur de crête  $F_c$ . Nous limiterons l'analyse du régime déformé au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est pourvu de composante harmonique [25].

Les expressions des tensions et de courants instantanés sont données par :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sqrt{2}V_{h,eff} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (\text{I. 1})$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) = \sqrt{2}I_{h,eff} \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (\text{I.2})$$

Où  $V_{h,eff}$  : Valeur efficace de la tension harmonique de rang  $h$

$I_{h.eff}$  : Valeur efficace du courant harmonique de rang  $h$

### I.7.1. Valeurs efficaces de la tension et du courant

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{h.eff}^2} \quad (I.3)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h.eff}^2} \quad (I.4)$$

### I.7.2. Puissance instantanée et puissance moyenne en régime déformé

$$p(t) = 3 \cdot v(t) \times i(t) \quad (I.5)$$

$$p = \int_0^T v(t) \times i(t) dt \quad (I.6)$$

$$p(t) = 3 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_{h.eff} \cdot I_{h.eff} \cos(\theta_h - \varphi_h) = 3 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} p_h \quad (I.7)$$

### I.7.3. Puissances apparente, active, réactive et de distorsion

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique [23],[13].

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.8)$$

Où  $S$  : Puissance apparente.

$P$  : Puissance active.

$Q$  : Puissance réactive.

$$p(t) = 3 \cdot V_{eff} I_{1.eff} \cos(\varphi_1) \quad (I.10)$$

$$q(t) = 3 \cdot V_{eff} I_{1.eff} \sin(\varphi_1) \quad (I.11)$$

$$S = 3 \cdot V_{eff} I_{1.eff} \quad (I.12)$$

$$D = 3 \cdot V_{eff} \sqrt{I_{2.eff}^2 + I_{3.eff}^2 + \dots + I_{h.eff}^2} \quad (I.13)$$

D'après cette dernière relation, on constate que la puissance déformante est générée uniquement par les harmoniques générés par la charge non linéaire.

### I.7.4. Facteur de puissance $F_p$

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. Cependant, le facteur de puissance s'en

trouve modifié par la présence de la puissance de distorsion, le facteur de puissance permet de qualifier la consommation de la puissance réactive [20], [27] :

$$F_p = \frac{p}{s} \neq \cos \varphi_1 \quad (\text{I.14})$$

$$F_p = \frac{p}{s} = \frac{V_{eff} \times I_{1eff} \times \cos \varphi_1}{V_{eff} \times I_{eff}} = \frac{I_{1eff}}{I_{eff}} \cos \varphi = F_{dis} \times F_{dép} \quad (\text{I.15})$$

$$F_p = F_{dis} \times F_{dép} \quad (\text{I.16})$$

Où

$F_p$  : Facteur de puissance.

$F_{dis}$  : Facteur de distorsion.

$F_{dép}$  : Facteur de déplacement.

En régime déformé, le facteur de puissance devient le produit du facteur de déplacement et du facteur de distorsion. Les définitions précédentes s'appliquent tout aussi bien en régime monophasé qu'en régime triphasé équilibré.

### I.7.5. Distorsion harmonique individuelle $THD_i$

C'est le rapport de la valeur efficace d'un harmonique d'ordre  $h$  à celle du fondamental

$$THD_I = \frac{I_{h,eff}}{I_{1,eff}} \quad (\text{I.17})$$

### I.7.6. Taux de distorsion harmonique THD

Le taux de distorsion harmonique permet d'évaluer l'écart entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental [20]. Le taux global de distorsion harmonique caractérisant l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée est défini de la façon suivante :

$$THD_I(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} (I_h)^2}}{I_1} \quad (\text{I.18})$$

$$THD_V(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} (V_h)^2}}{V_1} \quad (\text{I.19})$$

Le taux de distorsion harmonique de tension  $THD_V(\%)$  caractérise la déformation de l'onde de tension comme suite :

- Une valeur de  $THD_V$  inférieure à 5 % est considérée comme normale. Aucun dysfonctionnement n'est à craindre.

- Une valeur de  $THD_V$  comprise entre 5 et 8 % révèle une pollution harmonique significative. Quelques dysfonctionnements sont possibles.
- Une valeur de  $THD_u$  supérieure à 8 % révèle une pollution harmonique importante. Des dysfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et la mise en place de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.

Le taux de distorsion harmonique de courant  $THD_I(\%)$  caractérise la déformation de l'onde de caractériser la déformation de l'onde de courant. La recherche du pollueur s'effectue en mesurant le THD en courant sur l'arrivée et sur chacun des départs des différents circuits, afin de s'orienter vers le perturbateur. La valeur du  $THD_i$  mesurée et phénomènes observés dans une installation [13] :

- Une valeur de  $THD_I$  inférieure à 10 % est considérée comme normale. Aucun dysfonctionnement n'est à craindre.
- Une valeur de  $THD_I$  comprise entre 10 et 50 % révèle une pollution harmonique significative. Il y a risque d'échauffements, ce qui implique le surdimensionnement des câbles et des sources.
- Une valeur de  $THD_I$  supérieure à 50 % révèle une pollution harmonique importante. Des dysfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et la mise en place de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.

#### **I.7.7. Normes imposées sur le taux de distorsion harmonique THD**

Les consommateurs ainsi que les distributeurs de l'énergie électrique sont conscients de l'importance d'une réglementation standard unique pour les problèmes de la pollution harmonique. Une telle réglementation universelle n'existe pas encore, cependant des organismes comme IEC (Commission Électrotechnique Internationale) en Europe et IEEE en Amérique [22-13], élaborent des normes efficaces qui peuvent être regroupées en trois catégories :

1. Niveaux de **compatibilité harmonique** en amont du point commun de raccordement :
  - ✓ IEEE 519-1992.
  - ✓ IEC 61000-2-2.
  - ✓ IEC 61000-3-6.
2. Limites sur **l'émission harmonique** des équipements:
  - ✓ IEC 61000-3-2 (appareils de moins de 16 A par phase)
  - ✓ IEC 61000-3-4 (appareils de plus de 16 A par phase)
3. Guide pour la **mesure des harmoniques** :

✓ IEC 61000-4-7

La norme **IEEE-519** [11], par exemple, définit des limites pour les tensions et courants harmoniques au point commun de raccordement (PCC) pour assurer le bon fonctionnement des récepteurs dans d'autres sites. À titre d'exemple, les taux individuels maximaux des tensions harmoniques ainsi que le THD à ne pas dépasser sont donnés dans le Tableau.I.1.

	Composante harmonique individuelle maximale	THD maximal (%)
$V_S \leq 69 \text{ kV}$	3%	5%
$115\text{KV} \leq V_S \leq 161 \text{ kV}$	1.5%	2.5%
$\geq 161 \text{ kV}$	1.0%	1.5%

**Tableau. I.1.** Limites des tensions et courant harmoniques selon IEEE-519

D'autre part, les principales normes en matière de pollution harmonique basse tension sont définies au niveau international par la norme *CEI 61000*.

La norme *CEI 61000-2-2* fixe les limites de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Les phénomènes perturbateurs incluent les harmoniques, inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibres de tension transitoires,... etc. Le Tableau I.2 présente les niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension [23].

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang	Tension harmonique en %	Rang	Tension Harmonique en %	Rang	Tension harmonique en %
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	$0.2+0.5.25/k$				

**Tableau. I.2.** Niveaux de compatibilité des harmoniques de tension CEI-1000-2-2.

La norme *CEI 61000-2-4* fixe les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux de navires, des avions, des plateformes offshore et des installations ferroviaires afin de pour établir les limites d'émission sur les réseaux industriels et de choisir les niveaux d'immunité des équipements inclus dans ces systèmes.

Rang harmonique	Matériels et systèmes sensibles THD V%	Réseaux industriels THD V%	Réseaux industriels perturbés THD V%
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1,5
5	3	6	8
6	0,5	0,5	1
7	3	5	7
8	0,5	0,5	1
9	1,5	1,5	2,5
10	0,5	0,5	1
11	3	3,5	5
Pair>10	0,2	0,2	1
13	3	3	4,5
15	0,3	0,3	2
17	2	2	4
19	1,5	1,5	4
21	0,2	0,2	1,75
Impair >21 et=3h	0,2	0,2	1
23	1,5	1,5	3,5
25	1,5	1,5	3,5
Impair>21 et ≠ 3h	$0,2+12,5/h$	$0,2+12,5/h$	$5.(11/h)^{1/2}$
THD	5%	8%	10%

**Tableau. I.3.** Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

La norme *CEI 61000-3-2* spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des matériels individuels raccordés aux réseaux publics pour les appareils consommant moins de 16 A par phase.

Le Tableau.I.4 indique les limites d'émission pour ces appareils faisant partie de la classe A, c'est-à-dire autres que les outils portatifs, appareils d'éclairage et appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale dont la puissance active est inférieure à 600W.

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
2	1,08
3	2,30
4	0,43
5	1,14
6	0,30
$8 \leq h \leq 40$	0,77
9	$0,23*8/h$
11	0,40
13	0,33
$15 \leq h \leq 39$	$0,15*15/h$

**Tableau. I.4.** Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A (CEI 61000-3-2).

La norme **CEI 61000-3-4** spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assignée supérieure à 16A et jusqu'à 75A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphase). Le Tableau.I.5 résume la limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)

Rang harmonique	Pourcentage du courant harmonique ( $I_h/I_1$ )%
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	$\leq 0,6$
23	0,9
25	0,8
27	$\leq 0,6$
29	0,7
31	0,7
$\geq 33$	$\leq 0,6$
Pair	$\leq 0,6$ ou $\leq 8/h$

**Tableau. I.5.** Limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)

## I.8. Stratégies de préventions des perturbations harmoniques

Parmi les remèdes proposés pour balayer les harmoniques de façon globale et sélective, nous avons présenté les solutions suivantes:

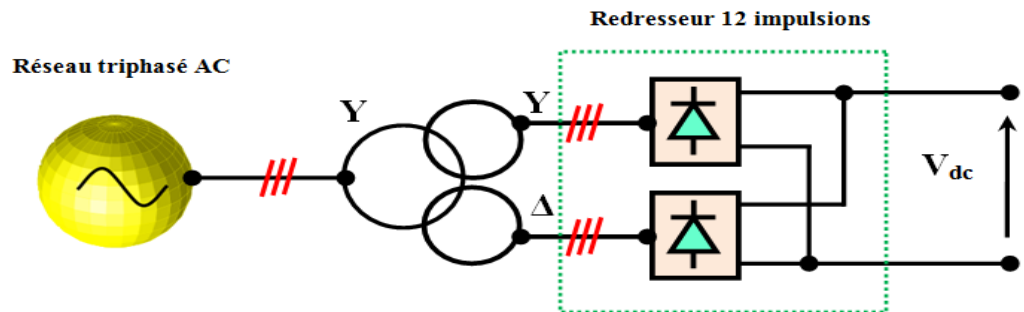
1. Surdimensionnement des éléments composant le réseau [14].
2. Utilisation de transformateurs spéciaux [14].
3. Utilisation des appareils propres (redresseur MLI....etc.)
4. Utilisation des dispositifs de filtrage (filtrage passif, filtrage actif et filtrage hybride).

### I.8.1. Utilisation d'appareils propre

La grande majorité des appareils ou des installations électriques des secteurs industrielles, tertiaires et domestique utilise des convertisseurs alternatif-continu.il existe actuellement des structure de convertisseur répondant exactement à la même fonction mais absorbant des courant sinusoïdaux.

### I.8.1.1. Utilisation des redresseurs 12 ou 24 impulsions

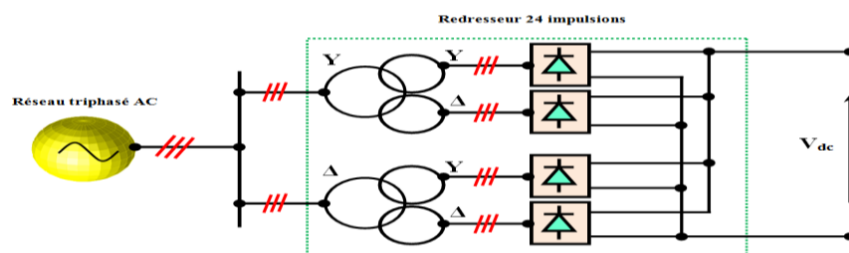
Le redresseur 12 impulsions est réalisé en raccordant en parallèle deux redresseurs 6 impulsions pour alimenter un bus continu commun. Les redresseurs sont alimentés par un transformateur à trois enroulements ou par deux transformateurs à deux enroulements. Dans les deux cas, les secondaires des transformateurs sont déphasés de  $30^\circ$ . L'avantage de cette solution est que du côté réseau, certains harmoniques se trouvent en opposition de phase et donc supprimés. En théorie, la composante harmonique de plus faible fréquence vue côté primaire du transformateur est l'harmonique de rang  $11^{th}$ . L'inconvénient majeur de cette solution est le recours à des transformateurs de conception spéciale et le surcoût par rapport à un redresseur 6 impulsions [14]. La Figure. I.7 montre le principe du redresseur 12 impulsions.



**Figure. I.7.** Structure du redresseur 12 impulsions

Le principe du redresseur 24 impulsions est illustré à la Figure. I.8. Il comporte deux redresseurs 12 impulsions en parallèle avec deux transformateurs à trois enroulements dont les enroulements primaires sont déphasés de  $30^\circ$ . L'avantage de cette solution est pratiquement toutes les harmoniques basses fréquences sont supprimées.

L'inconvénient c'est que son coût élevé. Dans le cas d'une installation mono-entraînement de forte puissance ou multi-entraînement importante, un système 24 impulsions peut constituer la solution la plus économique avec les distorsions harmoniques les plus faibles [9].



**Figure. I.8.** Structure du redresseur 24 impulsions

### I.8.1.2. Utilisation d'un redresseur à absorption sinusoïdale

Cette solution consiste à insérer un étage de conversion supplémentaire entre le pont redresseur à diode et le condensateur, cette étage utilise le plus souvent un hacheur élévateur, le principe du redresseur à absorption sinusoïdale est représenté sur la Figure.I.9. Un circuit de régulation assure la commande du transistor IGBT, les instants de commutations sont imposés de façon à obtenir un courant parfaitement sinusoïdal [20], [10-11].

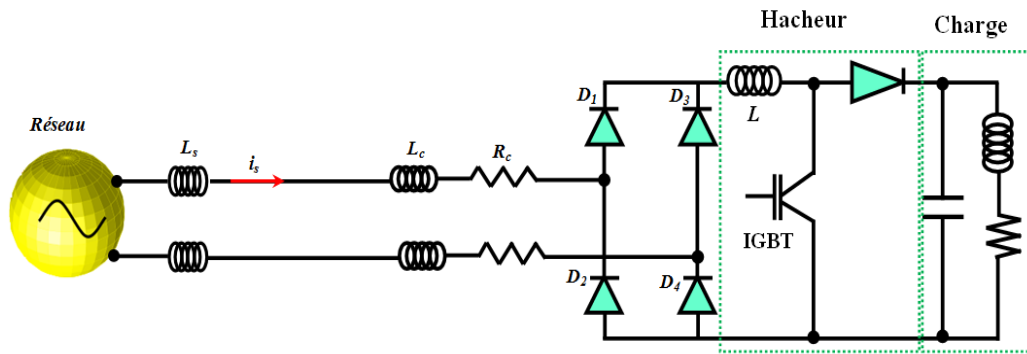


Figure. I.9. Structure d'un redresseur à absorption sinusoïdale

### I.8.1.3. Utilisation du redresseur MLI

Le principe du redresseur MLI consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture, transistors MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT ou thyristors GTO pour les fortes puissances, en antiparallèle avec des diodes. La Figure.I.10 montre la structure d'un redresseur MLI de source tension.

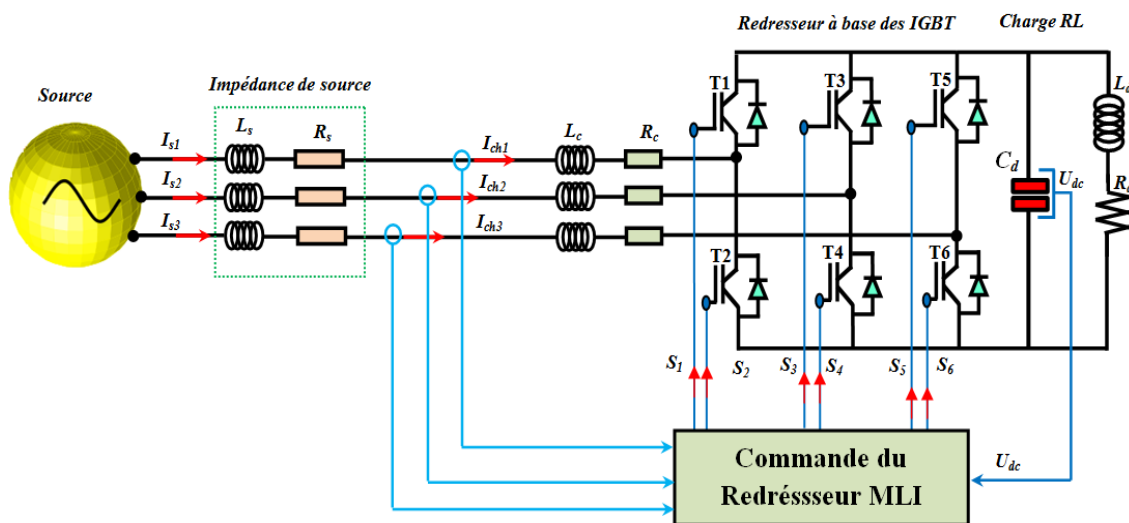


Figure. I.10. Structure d'un redresseur MLI de source tension

Pour la commande, on utilise la technique de la modulation de largeur d'impulsion, à échantillonnage naturel (intersection triangulaire-sinusoidale) ou calculée. Suivant le même principe, selon lequel l'onduleur peut fournir une tension sinusoidale, le redresseur peut absorber un courant sinusoidal de la source [10-11].

Les redresseurs MLI ont un intérêt particulier et ils sont devenus attractifs notamment dans le domaine industriel, en raison des nombreux avantages qu'offre ce type de redresseur [15].

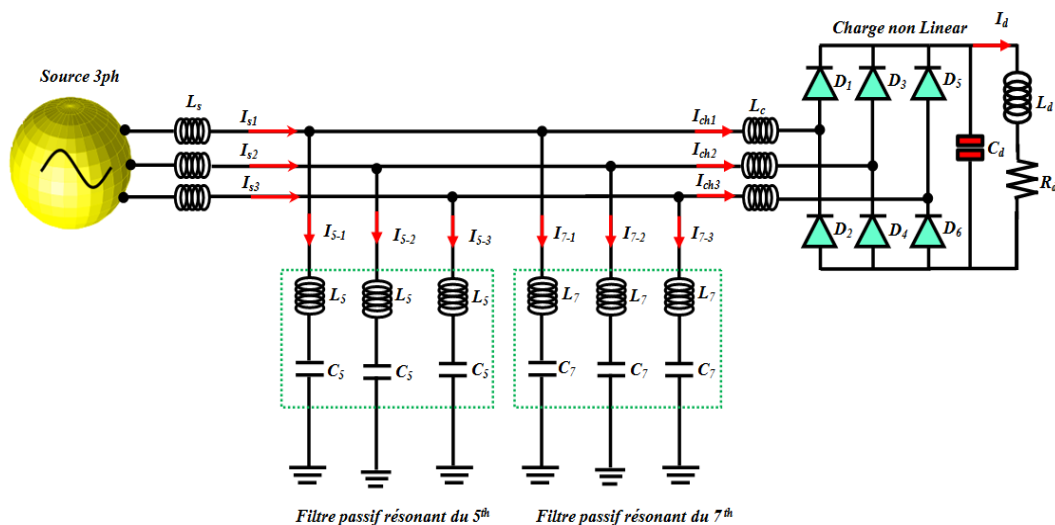
- Courant presque sinusoidal à l'entrée avec un facteur de puissance unitaire
- Flux de puissance bidirectionnel
- Tension continue contrôlable
- Puissance réactive contrôlable
- Insensibilité aux variations de la tension d'alimentation due à la commande en boucle fermée de la tension continue

## I.8.2. Utilisation des dispositifs de filtrage

Cette solution consiste à installer un filtre entre la charge non linéaire et le réseau électrique afin de filtrer les harmoniques générés par la charge non linéaire de façon globale et sélective, on va présenter trois types de filtres, le filtrage passif, filtrage actif et le filtrage hybride qui combine le filtre actif avec le filtre passif [12].

### I.8.2.1. Utilisation des Filtre passifs

La Figure. I.11 montre la structure d'un filtre passif parallèle résonant qui est destiné pour filtrer les deux premiers harmoniques  $5^{th}$  et  $7^{th}$ .



**Figure. I.11.** Structure du filtre passif parallèle résonant

Le principe de ce filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes [16-29]. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques désiré à éliminé. Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire [25],[9]. Une telle exigence de conception est généralement satisfaite à l'aide d'un logiciel de simulation. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée [9]. L'inconvénient de ce type de filtre passif est la variation des éléments  $L$  et  $C$  due à leur vieillissement et à leur qualité [9]. Ces facteurs ont pour effet de créer un désaccord de l'ensemble. Afin d'éliminer un rang harmonique particulier, un filtre résonant ajusté pour cette fréquence doit être installé sur chacune des trois phases.

### **I.8.2.2. Utilisation des Filtres actifs**

Les principes de base des filtres actifs (compensation active) pour les harmoniques perturbateurs ont été proposés autour de la décennie de 1970 [30-31]. Depuis, beaucoup de recherches ont été développées sur ces systèmes et leurs applications pratiques [32-33]. Un filtre actif de puissance se compose d'un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI / PWM), connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif, et d'un bus continu. Ce convertisseur PWM constituant le filtre actif peut avoir deux structures différentes en fonction de l'élément de stockage du bus continu. Le convertisseur de type tension (onduleur de tension) utilise un condensateur pour stocker l'énergie au niveau du bus continu DC et imposer ainsi la nature source de tension à l'entrée de l'onduleur. Le condensateur peut être remplacé par une inductance, qui joue alors le rôle d'une source de courant continu [20].

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [27],[22],[33]:

- il s'adapte automatiquement à l' évolution des charges et du réseau.
- il peut réaliser une compensation globale ou sélective des composantes harmoniques dans la limite de sa bande passante.
- il n' y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Le filtre fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté ;
- le risque de résonance entre filtre actif et impédance du réseau est atténué (contrairement au filtrage passif).

- la compensation simultanée de la pollution harmonique et de la puissance réactive ou des déséquilibres sont envisageables ;

Suivant leurs topologies, les filtre actif peuvent être en série, en parallèle et mixtes [26].

### I.8.2.2.1. Filtre actif parallèle (FAP)

Le Filtre actif parallèle est un onduleur modulé en largeur d'impulsion (MLI) qui est placé en parallèle avec la charge dans le but d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge, Le FAP agit comme une source de courant harmonique réglable [31],[34-35]. La Figure. I.12. illustre la structure générale d'un FAP triphasé.

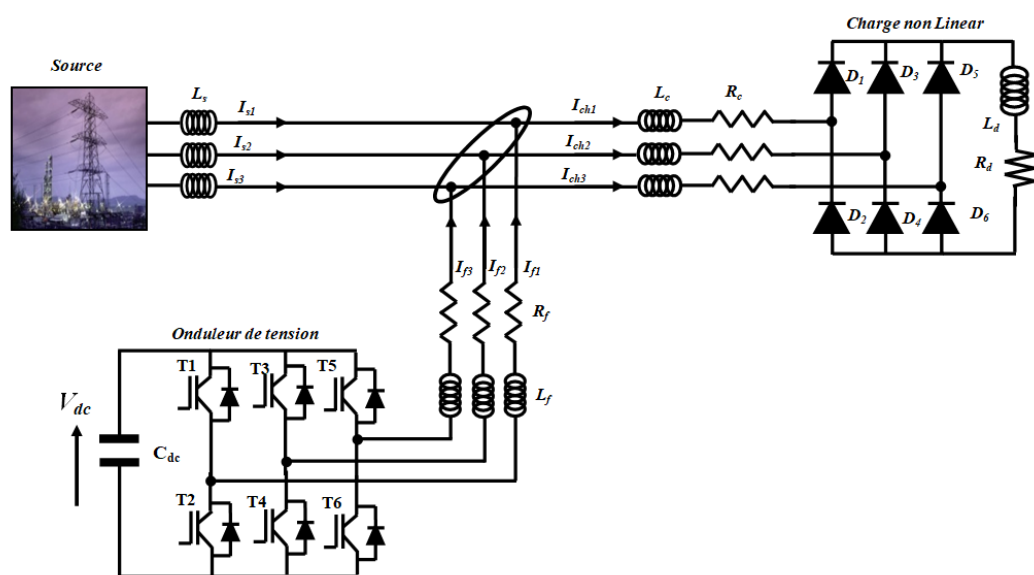


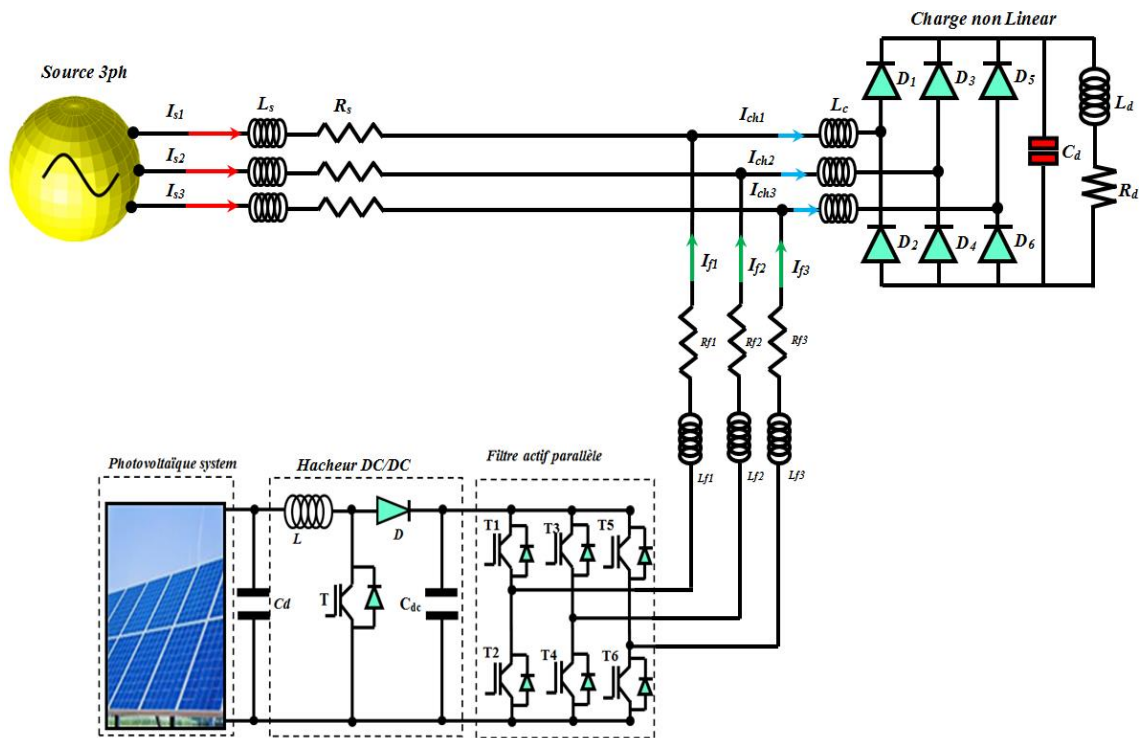
Figure. I.12. Structure du filtre actif parallèle triphasé

L'inconvénient majeur c'est que plus chère par rapport le filtre passif, les pertes élevés, limité aux charges de faible et moyenne puissance et risque d'écoulement des courants de compensation dans les filtres passifs raccordés au même réseau [35],[37-41]. En plus, la puissance que doit fournir pour assurer le filtrage d'harmonique qui est important lorsque l'effet de pollution harmonique de la charge non linéaire est important.

Une excellente combinaison du filtre actif parallèle avec un des systèmes à énergie renouvelable que se soit statique ou dynamique, représente une solution idéal afin d'assurer l'alimentation du bus continue du filtre actif et injecté la puissance générée par le système renouvelable au réseau électrique, les deux configurations suivantes représentent l'association du filtre actif avec deux source différent photovoltaïque et éolienne.

### I.8.2.2.1.1. Association série d'un filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque.

L'association d'un système photovoltaïque avec un filtre actif parallèle comme le montre la Figure. I.13 rendre le système globale multifonctionnelle [40-42], et comme le rôle du FAP est limité pour la compensation des harmoniques et la puissance réactive générée par la charge non linéaire, cette structure permet aussi d'assurer l'alimentation du filtre actif à travers le bus continu d'une part, et d'autre part fournir la puissance active nécessaire pour la charge et injecte le surplus de la puissance active dans le réseau d'alimentation. Le comportement du filtre actif est changé avec le changement des conditions climatiques imposées [42].



**Figure. I.13.** Association série du filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque

### I.8.2.2.2 Filtre actif série (FAS)

Le rôle du filtre actif série est de modifier localement l'impédance du réseau [20], et sa structure est montrée sur la Figure. I.15. Le FAS se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation de courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension au point de raccordement peut être rendue sinusoïdale.

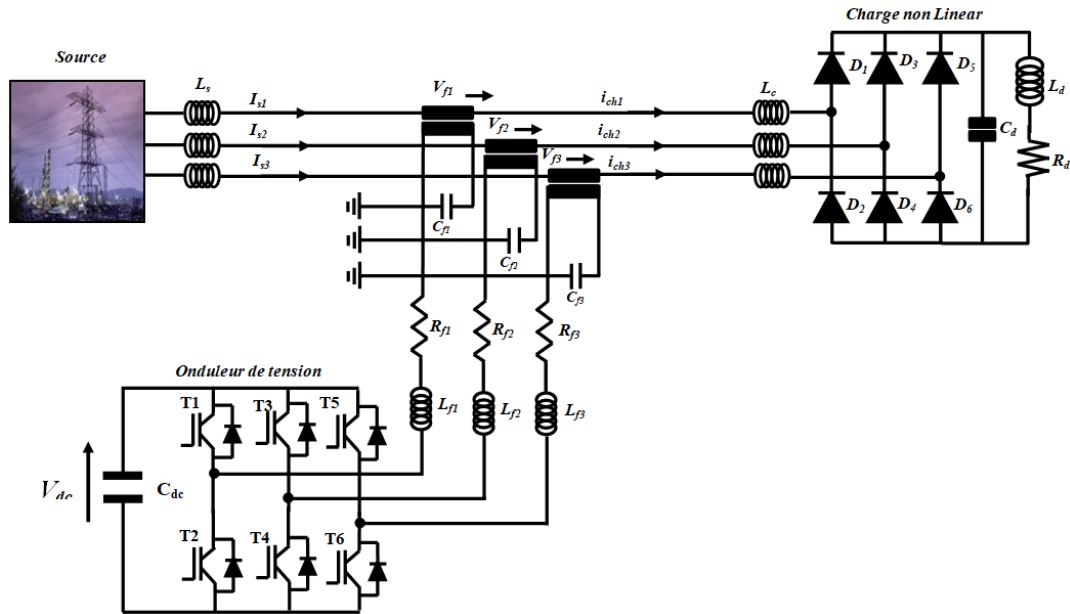


Figure I.15. Structure du filtre actif série

Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les harmoniques de courants consommés par la charge. Mais grâce à grande impédance du transformateur de couplage, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants, et les empêchent ainsi d'aller vers la source. Il se comporte donc, comme une source de tension contrôlable [31-32]. Le FAS est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques. L'inconvénient majeur du FAS c'est que le coût et les pertes élevées [39],

### I.8.2.2.3. Conditionneur universel de la qualité d'onde

La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle comme le montre la Figure. I.16 se nomme conditionneur universel de la qualité d'onde (UPQC).

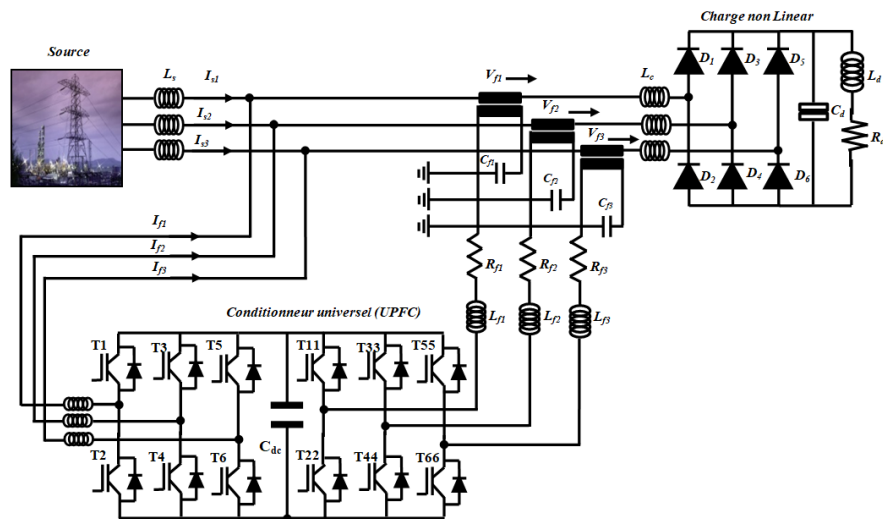


Figure. I.16. Structure du conditionneur universel de la qualité d'onde 'UPQC'

Cette Topologie de filtrage mixte, permet d'aller chercher plusieurs fonctions simultanément servant à améliorer la qualité de la tension (compensation des harmoniques, de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension,... etc.). Le FAS a pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser les tensions déséquilibrées. Le rôle du FAP est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative et de faire la régulation de la tension continue du condensateur entre les deux filtres actifs [31-32],[43].

### I.8.2.3. Utilisation des Filtres hybrides

Le filtre hybride est l'association d'un filtre actif avec un filtre passif. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques [31-32].

Plusieurs combinaisons de filtres hybrides sont possibles. Il est à noter que très peu de structures hybrides ont été réalisées au niveau pratique. Nous nous contenterons ici d'en exposer quelques unes parmi les plus connues.

#### I.8.2.3.1. Configuration d'un filtre actif parallèle avec des filtres passifs résonant

Dans cette topologie, le filtre actif est connecté en parallèle avec le filtre passif. Les deux sont également en parallèle avec la charge comme le montre la Figure. I.17.

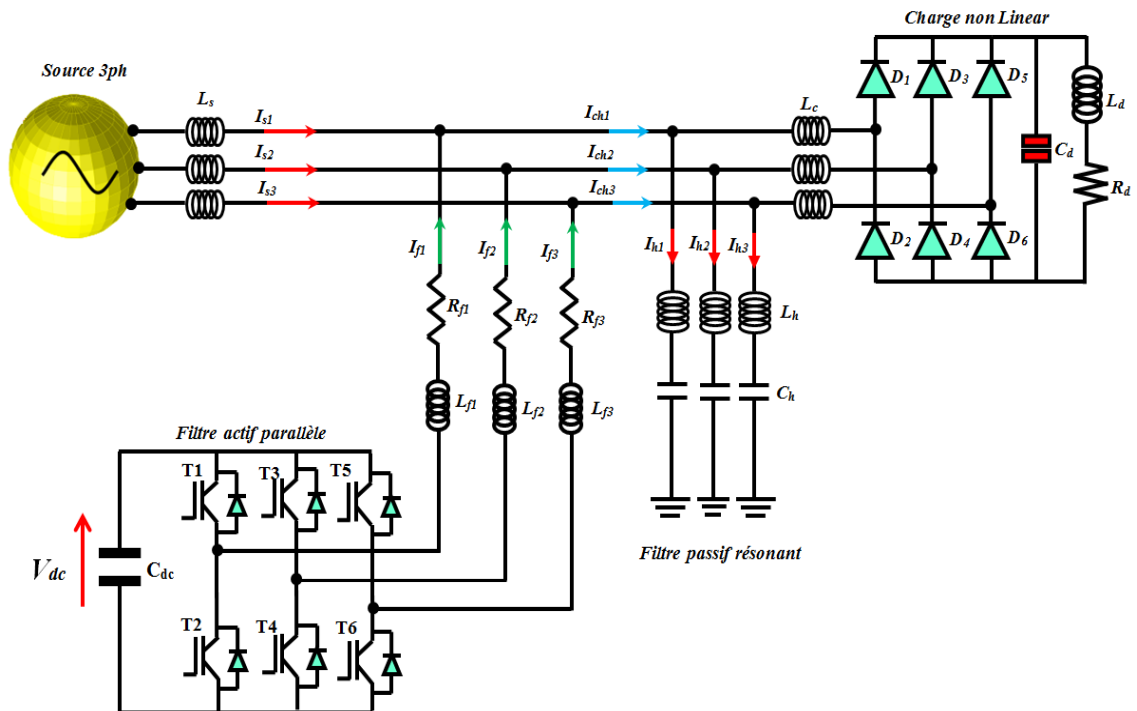
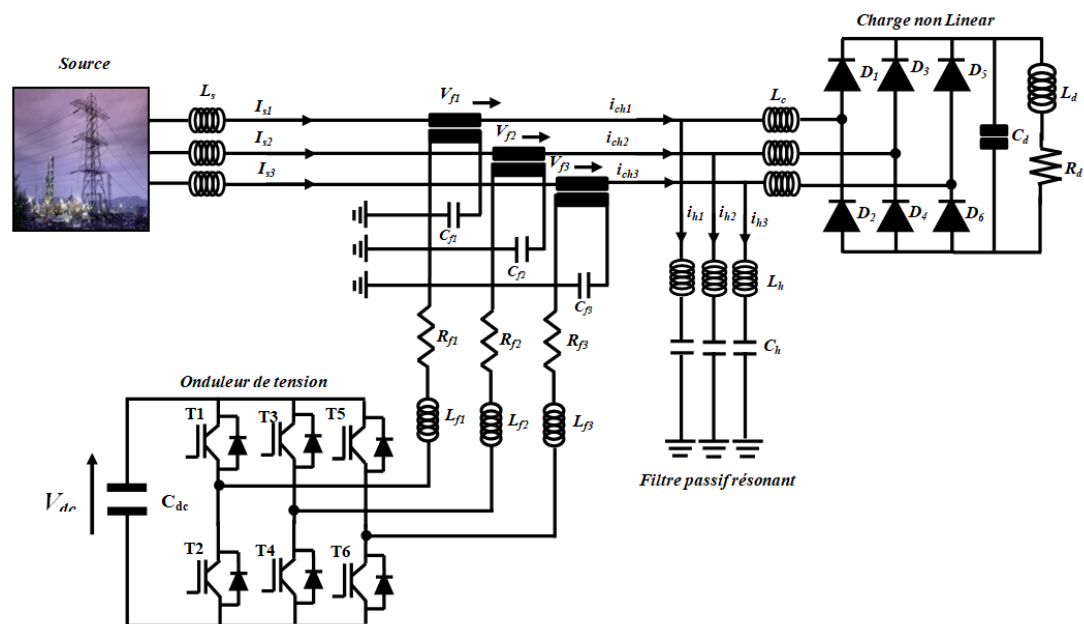


Figure. I.17. Association du filtre actif parallèle avec filtre passif

La partie du filtre passif parallèle (*FPP*) est occupé pour la compensation des harmoniques de faible rang (les courants de 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> rangs par exemple). Pour ce qui est du FAP, il est d'avantage approprié pour la compensation des harmoniques de rang élevé. Donc, lors de la conception de ce type de filtre, il est important de bien faire le partage de compensation entre les deux filtres. En outre, le FAP peut être utilisé pour éliminer la résonance entre l'impédance de source et le FPP. Le FAP agit dans ce cas comme une résistance variable qui amortit les harmoniques [38],[31].

### I.8.2.3.2. Configuration d'un filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le filtre hybride série est composé d'un FAS et d'un FPP comme le montre la Figure. I.18. Le FAS est utilisé pour éliminer les problèmes engendrés par le FPP et améliorer les performances de compensation (comme la résonance et l'influence de l'impédance de source). Dans ce cas, le filtre actif série agit comme une résistance vis-à-vis des courants harmoniques et les oblige à circuler dans le filtre passif. Le FPP a pour rôle de dévier les courants harmoniques par sa capacité de modifier localement l'impédance du réseau [31],[43],[9].



**Figure. I.18.** Association du filtre actif série avec filtre passif résonnant

## I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons illustré, en premier temps, le problème des harmoniques dans le réseau de distribution, leurs caractéristiques, leurs sources, leurs conséquences, des experts dans le domaine du génie électrique ont imposé des normes d'immunité et d'émission pour non seulement protéger les consommateurs mais aussi les producteurs et distributeurs d'énergie. Par conséquent, un domaine de recherche a émergé pour les scientifiques afin d'élaborer des solutions de compensation pour cette pollution harmonique. Plusieurs solutions de dépollution ont été présentées. Nous avons montré que la solution à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et résonance.

La solution à base du filtre actif constitue la voie par excellence pour, non seulement compenser les harmoniques, mais pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique. La combinaison du filtre actif avec les filtres passifs et les systèmes à énergie renouvelable ont été présentés. Une revue d'évolution du filtre actif a été présentée aussi, et comme facteur clé d'un filtre actif des harmoniques, se jugé par la bonne méthode d'identification des courant harmoniques de références, puisque ce sont sevrés dans le circuit de commande du filtre actif afin de générer les courant harmoniques que doivent injecter au point de raccordement.

Le procès d'identification des harmoniques de références par plusieurs techniques, pour réalisera un filtrage actif triphasé parallèle fait l'objet du prochain chapitre.

# *Chapitre II :*

*Techniques d'identification modifiées des courants harmoniques de références dans un système du FAP triphasé*

## II.1. Introduction

Afin d'appliquer un filtrage actif globale triphasé des courants harmoniques, il est nécessaire d'extraire les composantes harmoniques du courant de la charge polluante, qui seront les images réelles des courants harmoniques contenus dans le courant de charge, leurs rôles est de commander les filtres actifs de puissance (FAP). Il existe différentes stratégies proposées dans la littérature pour générer le signal de référence de compensation, et selon leur champ de calcul. Plusieurs algorithmes d'identification des courants harmoniques de référence ont été développés, ces algorithmes sont classés en trois domaines, fréquentiel, temporel et mixte [62]. Le bon choix de la stratégie d'identification des courants harmoniques de référence est primordial, afin que le filtre actif puisse remplir les tâches, pour lesquelles il est destiné, et fonctionner de manière adéquate tant en régime permanent qu'en régime transitoires imposé [20],[9].

La recherche est orientée vers l'utilisation du domaine temporel, parmi ces algorithmes, on trouve les méthodes des puissances instantanées, la méthode du référentiel synchrone de Park et autres. La qualité d'identification des harmoniques de référence à base des techniques temporelles peuvent être dégradés, surtout dans le cas où la tension du réseau est distordue et déséquilibrée. Pour contourner ce problème, un filtre passe bande multi variable (FMV) a été développé récemment, vue ses avantages, l'intégration de ce nouveau filtre avec ces méthodes temporelles classiques va permettre d'avoir des méthodes temporelles modifiées tels que, la méthode de puissance instantanée modifiée, cette dernière sera adaptées avec la nature des tensions du réseau.

Dans ce chapitre on va présenter deux techniques d'identification temporelle classique (méthode de puissance instantanée  $pq$  et méthode de Park  $dq$ ), en suite le principe du FMV et leurs réponses fréquentielles pour différentes composantes fondamentales et harmoniques seront présentés. Ensuite, on passe à présenter la manière d'identification des harmoniques de références de trois méthodes temporelles (méthode  $p-q$ , pour les deux cas classique et modifié. L'aptitude du FMV avec différents régimes des tensions de réseau triphasé et avec le circuit PLL sera illustrée par des résultats de simulation dans l'environnement Matlab/Simulink.

## II.2. Méthode d'identifications temporelles

Les algorithmes de compensation dans le domaine temporel, sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation harmoniques de courantes/tensions. Généralement, les courants harmoniques de référence sont requis non seulement pour la

compensation des courants harmoniques, mais également pour remplacer les déficits de la puissance réactive, et les fluctuations du bus continu du filtre actif.

Fondamentalement, les différents schémas proposés essayent d'inclure la composante réactive, afin d'éliminer les courants harmoniques, et de corriger le facteur de puissance. Plusieurs d'algorithmes entrent dans cette catégorie [20],[9], notamment : la méthode de la puissance instantanée, la méthode d'identification basée sur la détection du courant de charge, et la méthode de référentiel synchrone 'Park', ...etc. Nous allons présenter en premier temps, le principe d'extraction globales des courants harmoniques de références par ces méthodes, et dans un deuxième temps, on va présenter les versions modifiées de ces méthodes, l'identification des harmoniques de références par les méthodes modifiées sont présenté dans les deux cas, pour un filtre actif triphasé d'une part, et d'autre part pour un filtre actif monophasé.

### II.2.1. Méthode de la puissance instantanée ( $pq$ )

Cette méthode exploite la transformation ( $\alpha\beta$ ) pour obtenir les puissances réelles et imaginaires [50]. Notons par  $(v_\alpha, v_\beta)$  et  $(i_\alpha, i_\beta)$  les composantes orthogonales du repère ( $\alpha\beta$ ) associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle ( $v_s$ ) et aux courants absorbés par les charges polluantes ( $i_c$ ). La transformation ( $\alpha\beta\theta$ ) triphasée permet d'écrire, la relation des tensions /courants suivante :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

La puissance active instantanée, notée  $P(t)$  est définie par la relation suivante :

$$\begin{aligned} P(t) &= v_{s1} \cdot i_{c1} + v_{s2} \cdot i_{c2} + v_{s3} \cdot i_{c3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) &= v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ p_0(t) &= v_0 \cdot i_0 \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Avec :  $p_0(t)$  la puissance homopolaire instantanée

L'avantage de la transformation ( $\alpha\beta\theta$ ) est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension [9]. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{s1} - v_{s2}) \cdot i_{c3} + (v_{s2} - v_{s3}) \cdot i_{c1} + (v_{s3} - v_{s1}) \cdot i_{c2}] \quad (\text{II.4})$$

$$q(t) = v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad (\text{II.5})$$

A partir des relations (II.3) et (II.5), nous pouvons établir la puissance active et réactive par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dans le cas général, chacune des puissances  $p$  et  $q$  comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

1.  $\bar{p}$  une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
2.  $\bar{q}$  une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
3.  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension [4].

Le calcul des courants perturbateurs se fait en inversant la relation (II.6), nous pouvons recalculer les courants dans le repère  $(\alpha-\beta)$  comme le montre l'équation (II.8) :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

En considérant les équations (II.7) et (II.8), nous pouvons séparer le courant dans le repère  $(\alpha-\beta)$  en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Cela conduit à l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec :  $\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$  supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique. L'expression (II.9) montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère  $(\alpha-\beta)$  revient à séparer des termes continus des puissances active et réactive instantanées. Pour cela nous avons utilisé un filtre passe bas de deuxième ordre, dont sa fonction de transfert est donné par l'expression (II.10).

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.10})$$

L'identification des courants harmoniques de références selon l'axe ( $\alpha$ - $\beta$ ) se fait selon la nature de compensation, le terme de puissance active  $p_c$  est ajouté à la composante des puissances active pour compenser les pertes du réservoir capacitif du bus continue, la présence du terme constante de la puissance réactive montre il s'agit d'une compensation de la puissance réactive fondamentale.

$$\begin{bmatrix} i_{cha-ref} \\ i_{ch\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} + \bar{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence  $i_{ch\_ref}$ , sont calculés à partir de la transformation ( $\alpha$ - $\beta$ ) inverse donnée par la relation (II.12) :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\_ref1} \\ i_{ch\_ref2} \\ i_{ch\_ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha\_ref} \\ i_{ch\beta\_ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le diagramme de block permettant de générer les courants de référence est illustré dans la Figure. II.1.

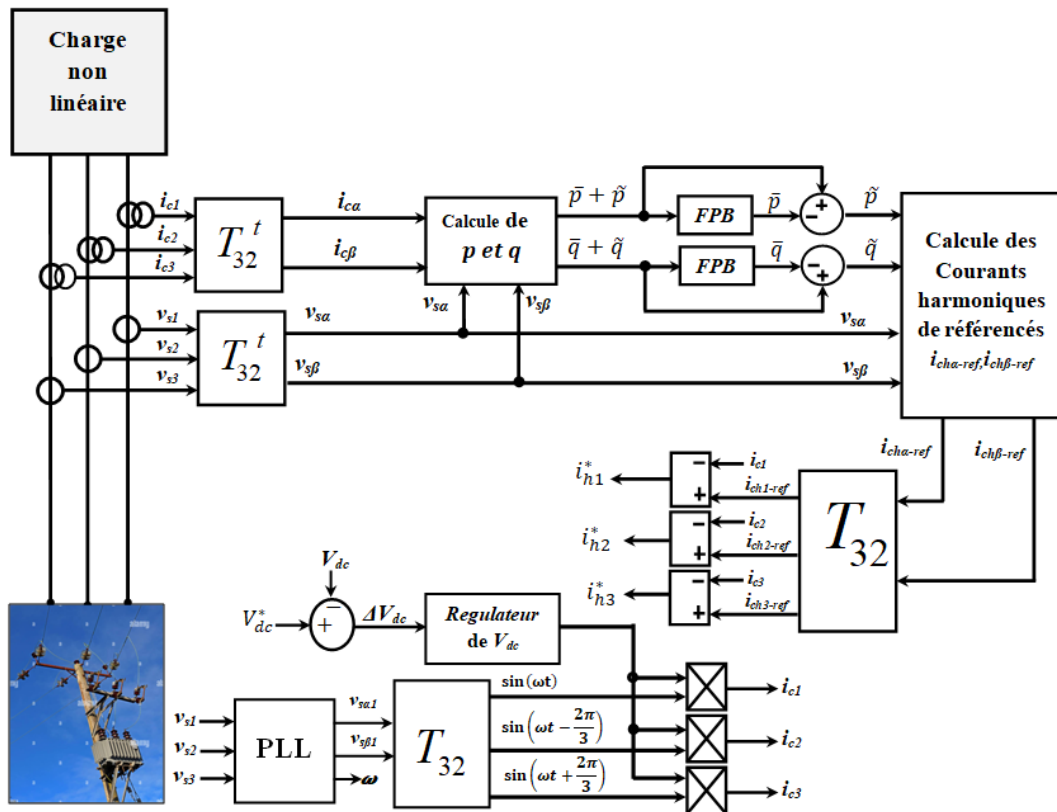


Figure. II.1. Algorithme (p-q) d'extraction des harmoniques de références

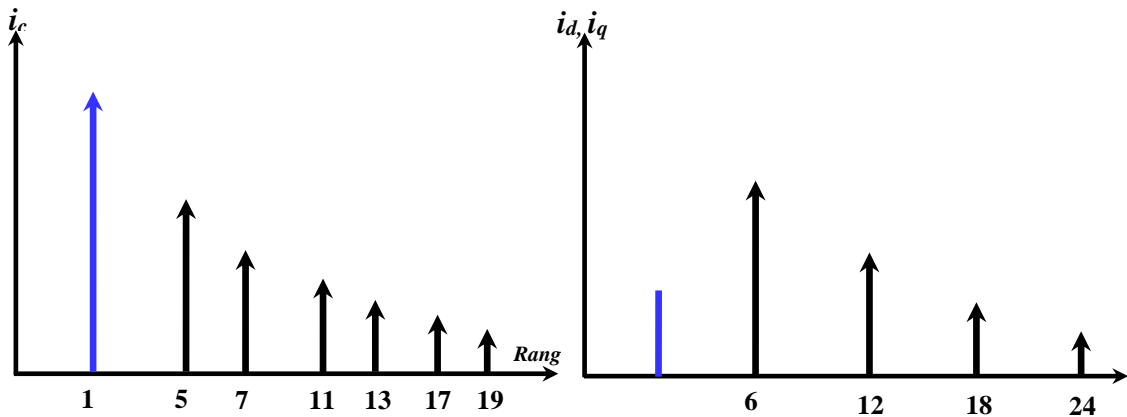
## II.2.2. Méthode de référentiel synchrone de Park ( $d-q$ )

Le principe de cette méthode consiste à rendre constante la composante du courant qu'on désire filtrer, en transformant les signaux triphasés (courants ou tensions) en un système diphasé formé d'un repère orthogonal ( $d-q$ ) tournant avec une pulsation générée par un circuit PLL [49]. Les composantes des courants ou tension, selon les axes ( $d-q$ ) seront composées d'une composante constante et d'une composante alternative (variable) [51].

La composante constante représente la composante du courant fondamentale du courant contenue dans le courant de la charge non linéaire dans l'axe ( $d-q$ ) fondamentale, et la composante alternative représente les harmoniques de la charge non linéaire dans l'axe ( $d-q$ ) fondamentale. Nous montrons la manière d'identification des courants harmonique. Les courants de charge triphasés sont transformés par la matrice de Park dans un cadre rotationnel diphasé ( $d-q$ ) avec une vitesse de rotation angulaire ajustée avec la pulsation de coupure de la fondamentale du courant de la charge comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

D'après la Figure. II.2, on constate que le courant fondamentale du courant de la charge est devenu une composante constante, aussi les composantes harmoniques changent ses pulsations de propagations dans l'axe ( $d-q$ ) fondamental, leurs pulsations sont de  $(\pm h\omega)$ , dont  $h$  est l'ordre d'harmonique ( $h=1\dots n$ ).



**Figure. II.2.** Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe fondamental ( $d-q$ )

Les courants de la charge sur l'axe ( $d-q$ ) peuvent être écrits par l'équation (II.14).

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où :

$\bar{i}_d$ : Courant fondamental actif,  $\tilde{i}_d$  est le courant harmoniques sur l'axe  $d$ ,  $\bar{i}_q$  le courant fondamental réactif et  $\tilde{i}_q$  le courant harmonique sur l'axe  $q$ .

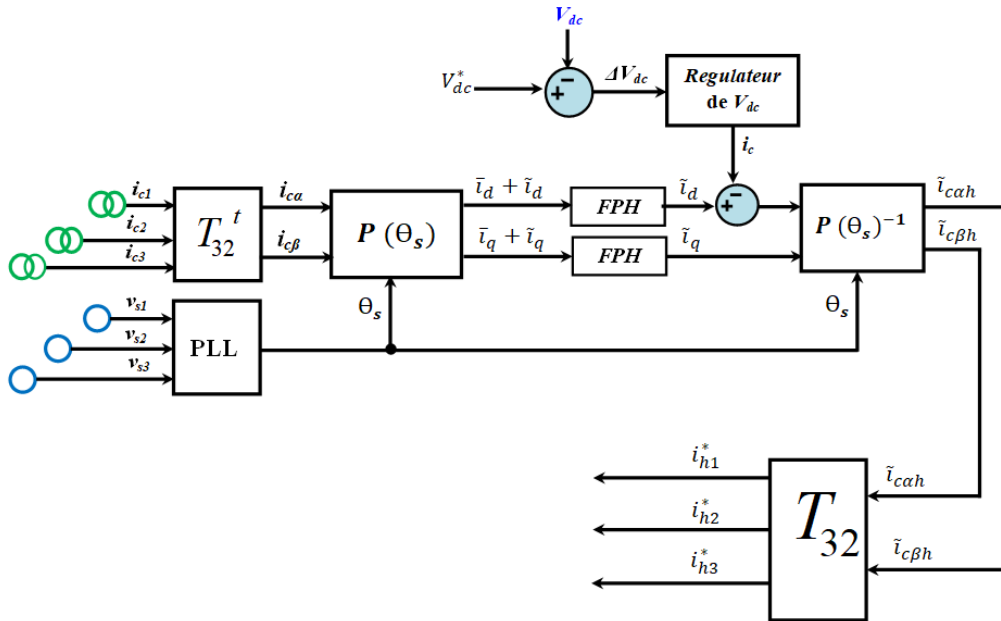
La séparation des parties constantes du courant mesuré est réalisé via un filtre passe haut, ou passe bas du premier ordre ou du deuxième ordre. La transformée inverse de Park de ces derniers délivre les courants harmoniques de références :

$$\begin{bmatrix} i_{cah} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_c \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les courants harmoniques de références sont obtenus après la transformation inverse de Concordia des courants harmoniques de référence sur l'axe  $(\alpha-\beta)$ .

$$\begin{bmatrix} i_{h1}^* \\ i_{h2}^* \\ i_{h3}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cah} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Le diagramme de blocs d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Figure.II. 3.



**Figure. II.3.** Méthode d'identification  $(d-q)$  de références harmoniques de courant en triphasé

Après l'évaluation de la structure de deux méthodes d'identification, nous avons constaté que les trois méthodes d'identification classiques sont soit liées avec les tensions du réseau électrique, donc ses performances seront dégradés dans le cas où les tensions du réseau ne sont pas sinusoïdales [25],[52], la méthode  $pq$  sera modifiée par l'intégration d'un FMV pour avoir une méthode d'identification robuste et adaptable avec le régime de tensions. Pour cette raison,

le principe du FMV et sa réponse dynamique et leurs impacts sur le circuit PLL seront étudiés dans le reste de ce chapitre.

### II.3. Etude du filtre passe bande multivariable

Le filtre multivariable a été développé à l'origine pour estimer l'angle de phase des sorties du convertisseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) [54]. Il a été ensuite appliqué pour résoudre le problème de contrôle du filtre actif parallèle (FAP) dans des conditions de tension déformée ou déséquilibré .

Ce nouveau filtre permet d'améliorer les méthodes de contrôle des APF triphasés et monophasé, Depuis lors, beaucoup d'attention a été consacrée à l'application du FMV au contrôle des FAP triphasé.

#### II.3.1. Principe du filtre multivariable

Le filtre multi-variable est un filtre d'extraction nommé FMV, il a été développé au sein du laboratoire de Nancy. Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok, et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale ou harmonique des signaux, directement selon les axes  $(\alpha-\beta)$ .

#### II.3.2. Modèle mathématique du filtre multivariable

Le modèle mathématique est développé dans la première fois par Song Hong-Scok, la relation entre les grandeurs d'entrée et de sortie est. :

$$\hat{x}_{\alpha\beta}(t) = e^{j\omega_c t} \int e^{-j\omega_c t} x_{\alpha\beta}(t) dt \quad (\text{II.17})$$

Après transformation de Laplace de l'équation (II.17), on a trouvé l'équation (II.18) (la démonstration est effectuée à l'annexe de la thèse de Song Hong-Scok Ph.D 2001) [95].

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = \frac{s+j\omega_c}{s^2+\omega_c^2} \quad (\text{II.18})$$

Avec cette fonction de transfert, il prouve que le signal de sortie  $\hat{x}_{\alpha\beta}(s)$  est en phase avec le signal d'entrée  $x_{\alpha\beta}(s)$ .

D'ailleurs, si nous traçons le diagramme de Bode de cette fonction de transfert nous trouverons des similitudes avec un filtre passe bande. Supposant maintenant que nous ajoutons deux nouvelles constantes  $K_1$  et  $K_2$  dans la fonction de transfert (II.18), nous aurons l'expression suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K_2 \frac{(s+K_1)+j\omega_c}{(s+K_1)^2+\omega_c^2} \quad (\text{II.19})$$

Où:  $\omega_c = 2\pi f \cdot h$  : pulsation de coupure, avec  $h$  est l'ordre de la composante à filtrer.

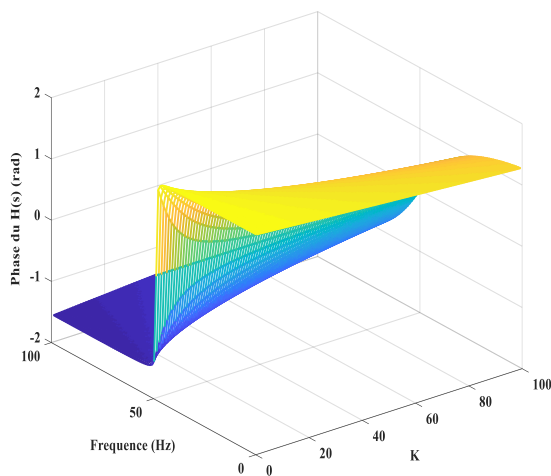
$x_{\alpha\beta}$ : les composantes électrique d'entrés du FMV sur l'axe ( $\alpha$ - $\beta$ ).

$\hat{x}_{\alpha\beta}$ : les composantes de sortie du FMV sur l'axe ( $\alpha$ - $\beta$ ).

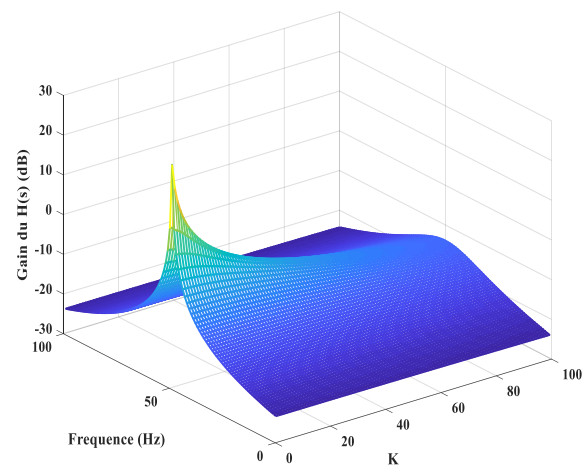
$K_1, K_2$ : constantes à fixer.

Si on pose  $K_2$  égale à 20 et on fait varier  $K_1$ , nous traçons le diagramme de Bode en (3D) de cette fonction de transfert pour la phase et le gain pour différents fréquence de coupures et paramètres  $K_1$  de la fonction de transfert. D'après les Figure. II.4 (a-b), on constate que:

- Pour des fréquences de coupure 50Hz, l'angle de phase du diagramme de Bode est nul. Ce qui signifie que les signaux d'entrés et de sorties de la composante fondamentale sont en phases, c.à.d. le déphasage introduit par le FMV est égal à zéro.
- Pour  $K = 20$ , le gain de la fonction est unitaire(ou nul  $|H(s)| = 0 \text{ dB}$ ), pour chaque fréquence de coupure.

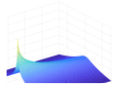
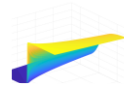
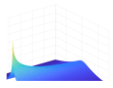
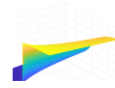


(a) Gain de  $H(s)$



(b) Phase de  $H(s)$

**Figure. II.4. (a-b).** Diagramme de Bode en 3D du  $H(s)$  pour le fondamental

(a) Gain de  $H(s)$ (b) Phase de  $H(s)$ **Figure. II.5. (a-b).** Diagramme de Bode en 3D du  $H(s)$  pour l'harmonique d'ordre 3<sup>th</sup>(a) Gain de  $H(s)$ (b) Phase de  $H(s)$ **Figure. II.6. (a-b).** Diagramme de Bode en 3D du  $H(s)$  pour l'harmonique d'ordre 5<sup>th</sup>

Selon les axes  $(\alpha-\beta)$ , les expressions liant les composantes  $\hat{x}_{\alpha\beta}$  en sortie du FMV avec les composantes d'entrées  $x_{\alpha\beta}$  sont les suivantes :

$$\hat{x}_{\alpha} = K \cdot \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\alpha}(s) - \frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\beta}(s) \quad (\text{II.20})$$

$$\hat{x}_{\beta} = \frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\alpha}(s) + K \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\beta}(s) \quad (\text{II.21})$$

Les deux expressions (II-20-21) peuvent être écrites comme suite :

$$\hat{x}_{\alpha} = \left(\frac{K}{s} [x_{\alpha}(s) - \hat{x}_{\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\beta}(s)\right) \quad (\text{II.22})$$

$$\hat{x}_{\beta} = \left(\frac{K}{s} [x_{\beta}(s) - \hat{x}_{\beta}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\alpha}(s)\right) \quad (\text{II.23})$$

À partir de ces équations, nous développons le circuit du filtre multi variable. Cette dernière est illustrée par la Figure. II.7.

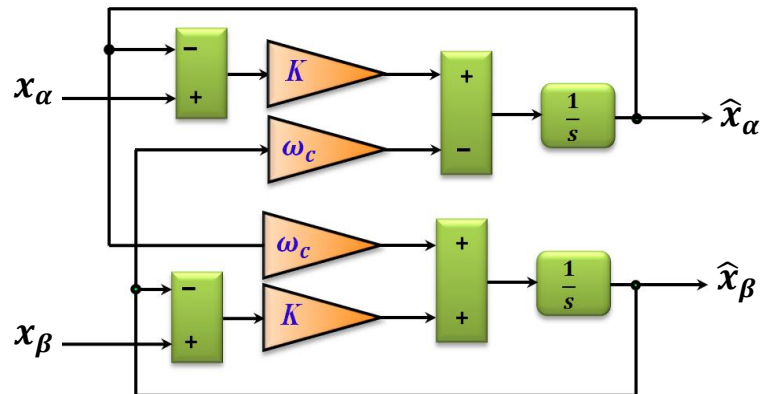
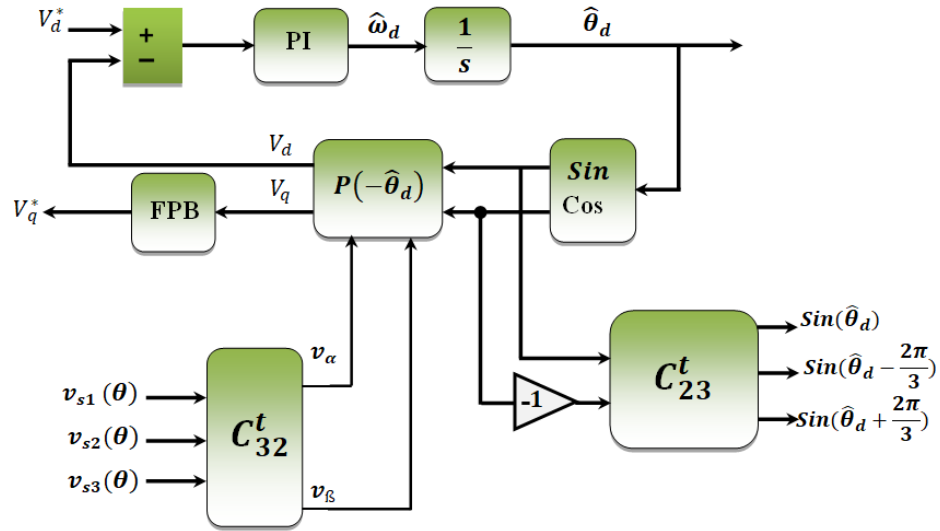


Figure. II.7. Diagramme de circuit du FMV

Si on trace le diagramme de Bode en 3D pour des fréquences de coupures ajustées sur les harmoniques 3<sup>th</sup> et 5<sup>th</sup>. D'après la Figure. II.5 et la Figure. II.6, on peut constater que la sélectivité du FMV pour des composantes harmoniques directe et inverse est meilleure pour une faible valeur du gain  $K$  ( $KI=20=K$ ), elle augmente aussi avec l'augmentation de l'ordre de fréquence désiré à filtrer. Donc Les composantes fondamentale et harmoniques directes ou inverses des signaux d'entrée peuvent être extraites directement selon les axes  $(\alpha-\beta)$ ,  $(d-q)$ , et dans l'espace  $(p-q)$  sans déphasage ni changement d'amplitude. Nous pouvons exploiter cet avantage pour ajuster le circuit PLL avec le régime de tension du réseau déséquilibré et distordu. En plus, cette caractéristique hautement sélective du FMV a permis de modifier les trois méthodes d'identifications des harmoniques dans le domaine temporelle et les rendre adaptatives avec le régime de tension du réseau, aussi le sujet de compensation actif sélective ou contrôler, à base du FMV.

### II.3.3. Structure du circuit PLL modifié par FMV

Dans le cas où la tension du réseau électrique est perturbée ou déformée, le système à base de PLL (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) est utilisé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau [9],[25]. Le besoin d'utilisation du circuit PLL est indispensable pour un système de filtrage actif, puisqu'elle est utilisée pour corriger la phase et la fréquence de la tension du réseau, par conséquent la sortie du circuit PLL est utilisée pour commander les systèmes de filtrage actif (réguler le bus continu capacitif). Le schéma de principe du circuit PLL est bien illustré dans la Figure. II.8.



**Figure. II.8.** Schéma de principe du système à PLL

Le principe de la boucle à verrouillage de phase, dans notre cas, est basé sur l'emploi d'un simple régulateur PI. Donc le principe de fonctionnement se base sur la transformation de Park dans le repère  $d-q$ . A partir de la Figure. II.8, les tensions  $V_{sabc}(\theta)$ , mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia ( $\alpha$ - $\beta$ ).

Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation ( $-\hat{\theta}_d$ ). L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation  $\omega_d$ , est déterminé par le régulateur PI. La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé  $\theta_d$  sera égal à  $\theta$ . Les tensions simples mesurées au point de raccordement dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

La transformée de Park ( $d-q$ ) avec un angle de rotation  $\theta_d$  est ensuite appliquée :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \approx \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta) \\ -\cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Où  $V_m$  est la valeur efficace de la tension du réseau

Dans le cas où l'angle estimé  $\hat{\theta}_d$  et l'angle du réseau  $\theta$  sont égaux, La PLL sera verrouillée, ce qui génère un déphasage nul  $\Delta\theta = 0$ , nous pouvons aussi écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3}V_m \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Il est possible de contrôler  $\theta$  en réglant  $V_{sd}$  à zéro. L'expression de la pulsation  $\hat{\omega}_d$  de la Figure II.12 est montrée par l'équation suivante :

$$\hat{\omega}_d = \frac{d\hat{\theta}_d}{dt} = F(s).V_m (\theta - \hat{\theta}_d) \quad (\text{II.28})$$

Nous pouvons modifier le circuit PLL utilisé dans les systèmes de puissances dans le cas où la tension du réseau n'est pas sinusoïdale, et par conséquent avoir un PLL robuste [25].

La Figure. II.9 montre la structure du PLL robuste, le comportement du FMV avec le circuit PLL avec différent régime de tension sera présenté dans les résultats de simulation.

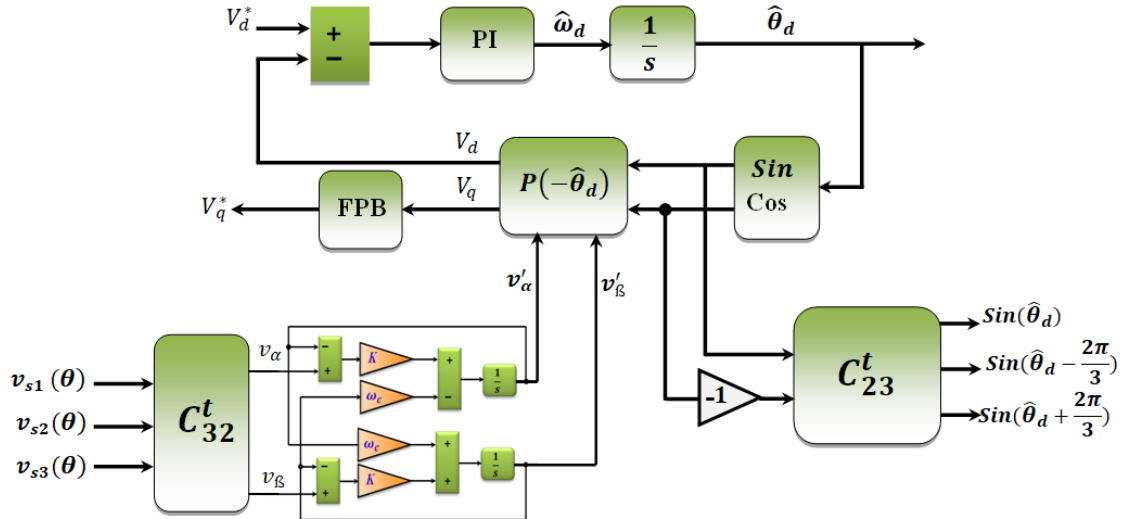


Figure. II.9. Schéma détaillé de la structure de la PLL modifiée par le FMV.

Le principe de méthodes d'identification temporelle modifiée consiste à remplacer les deux filtres passe bas ou passe haut utilisés pour séparer les composantes continue et alternative par un seul FMV, et aussi remplacer le circuit PLL classique par le circuit PLL modifiée. Le principe de la méthode pq modifiée est présenté dans cette partie.

### II.3.4. Méthode de la puissance instantanée ( $p-q$ ) modifiée

Dans le cas les tensions de réseau électrique sont distordues ou déséquilibrées, l'efficacité de la méthode d'identification des harmoniques de références, à base de la méthode des puissances instantanée, sera dégradé, pour résoudre ce problème, il suffit de profiter les avantages du FMV [52], dans ce cas nous modifions cette méthode. Le principe de la technique modifiée est le suivant :

1. Transformer les courants de charge  $i_{c123}$  vers l'axe ( $\alpha-\beta$ ) par la transformée de Concordia
2. Extraction de la composante fondamentale du courant de charge et la tension du réseau via un FMV, sa fréquence de coupure est ajustée sur la fréquence fondamentale
3. Extraire les composantes harmoniques des courants de charge sur l'axe ( $\alpha-\beta$ ) par la soustraction de la composante d'entrée et de sortie du FMV.
4. Calculer les puissances actives et réactives harmoniques et ajouter la puissance active du bus continue pour compenser les pertes du réservoir capacitif.

La Figure. II.10 illustre le diagramme d'identification des courants harmoniques de référence ( $i_{h1}^*, i_{h2}^*, i_{h3}^*$ ) par la méthode des puissances instantanée modifiée.

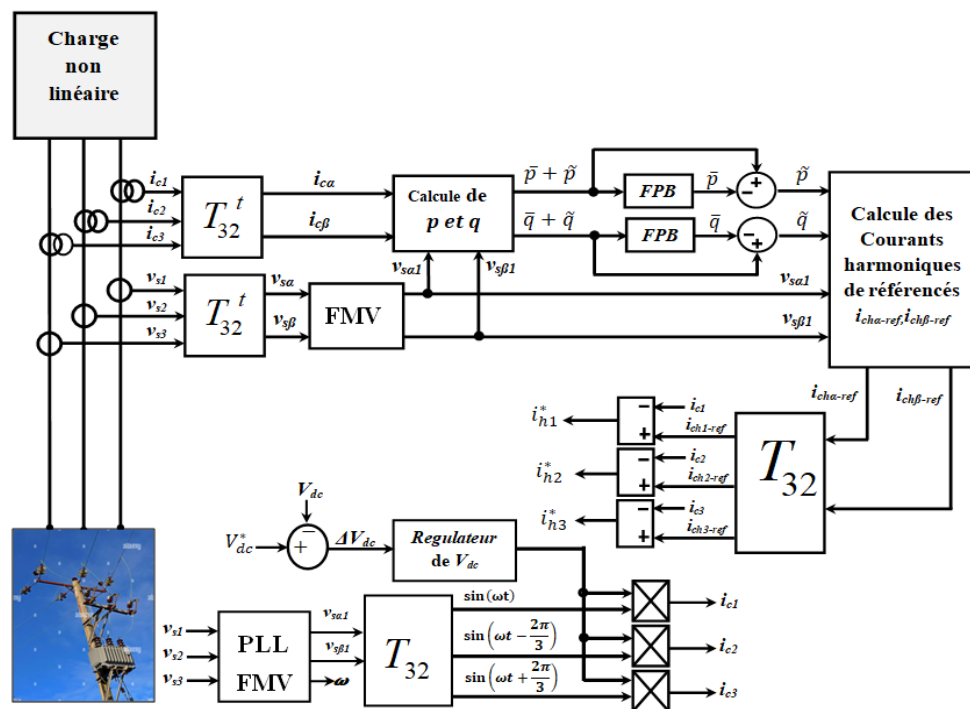


Figure. II.10. Algorithme ( $p-q$ ) modifié d'extraction des harmoniques de références

## II.4. Résultats de simulation

Nous avons procédé de présenter le comportement du FMV avec un circuit PLL pour trois régimes des tensions de réseau électrique possibles. Ces régimes de tensions sont :

1. Tensions du réseau déséquilibrées.
2. Tensions du réseau distordis
3. Tensions du réseau déséquilibrées et distordis.

On va présenter les formes d'ondes des tensions de réseau, les tensions de réseau sur l'axe  $(\alpha-\beta)$ , les tensions de sortie du circuit PLL et les angles des phases à la sortie du PLL pour un régime sein et régime infecté (déséquilibre et distordue). Ces résultats sont présentés en deux voies en présence du FMV et en absence du FMV. Les paramètres du régulateur PI du circuit PLL sont choisis dans comme suite :  $\xi = 0.707$  et  $f_c = 50\text{Hz}$ ,  $K_p = 1.07$ ,  $\tau_i = 0.0045\text{s}$  [25], la valeur du gain du FMV  $K=20$

### II.4.1. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime de tensions de réseau déséquilibrées

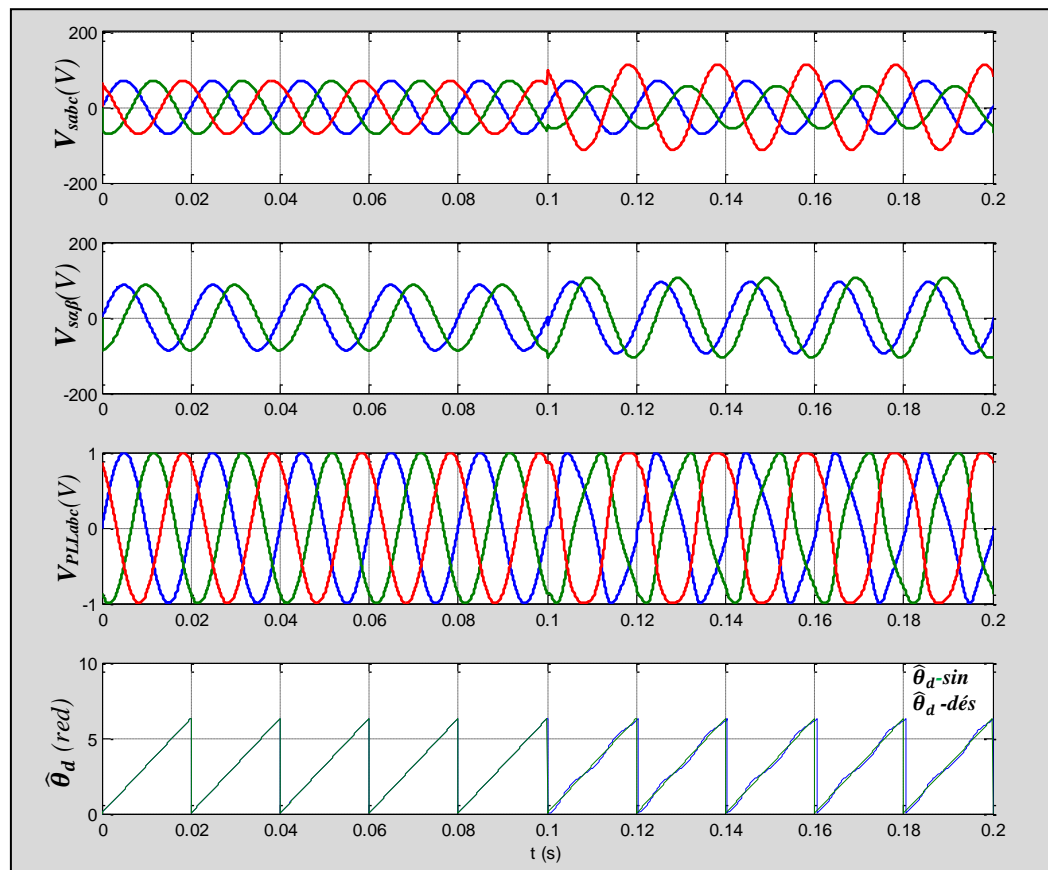
Supposons que les tensions du réseau que nous avons pris dans notre simulation sont équilibrées, ils sont définis comme suite :

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{s2}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Nous avons procédé à l'instant  $t=0.1\text{s}$  un déséquilibre des amplitudes de la tension du réseau triphasé, ce déséquilibre est défini par l'expression suivante:

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{s2}(t) = 40\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 80\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

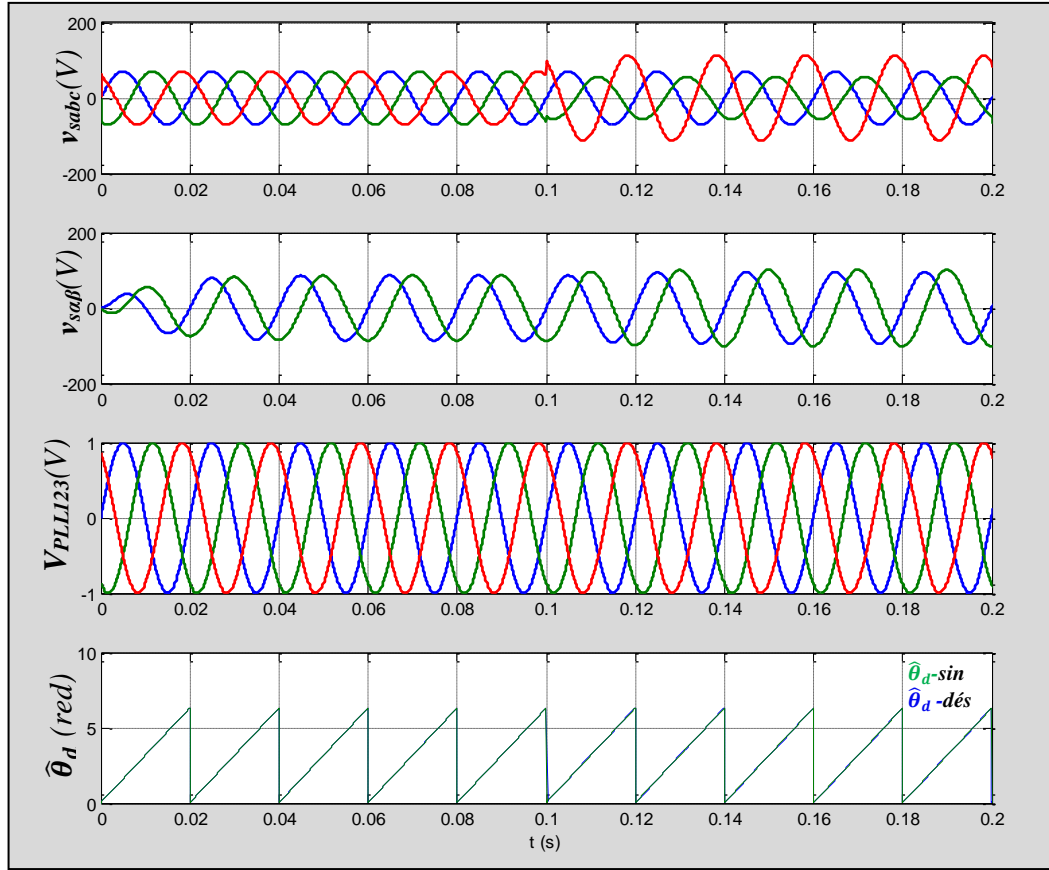
D'après la Figure. II.11, on remarque que les tensions délivrées par le circuit PLL classique sont purement sinusoïdales et présente taux de distorsion meilleur ( $THDv_s\% = 0.04\%$ ), aussi l'erreur de phase de référence ( $\Delta\hat{\theta}_d = 0\text{rad}$ ) est nul qui sera utilisé comme référence pour voir la l'écart de phase, à l'instant  $t=0.1\text{s}$ , les tensions de réseau seront déséquilibrés, on remarque que les tensions délivré par la PLL sont déformé et présent un THD de 10.86%, l'angle de phase du circuit PLL par rapport la référence est ( $\Delta\hat{\theta}_d = 0.157\text{rad}$ ).



**Figure. II.11.** Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées déséquilibrées

La Figure.II.12 montre le comportement du circuit PLL modifié dans le cas d'un déséquilibre de tension de réseau, les tensions délivré par le circuit PLL est reste sinusoïdale et présente un THD de 1.02%, l'erreur de phase est très faible para rapport la PLL classique( $\Delta\hat{\theta}_d = 0.0116 \text{ rad}$ ).

Les résultats obtenus dans ce régime déséquilibré, nous a permet de constater que le FMV nous a permet de corriger l'angle et les formes d'onde des tensions délivré par la PLL, qu'ils sont utilisé pour avoir les courants harmonique de références.



**Figure. II.12.** Comportement du PLL modifié pour des tensions triphasées déséquilibrées

#### II.4.2. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime de tensions de réseau distordis

Considérons maintenant une source de tension triphasée équilibrée distordue ( $THDv_s\% = 22.36\%$ ) par la présence des harmoniques de basses fréquences d'ordre 5<sup>th</sup> et 7<sup>th</sup>, les amplitudes des harmoniques sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) + 10 \cdot \sin(-5 \cdot \omega t) + 5 \cdot \sin(7 \cdot \omega t) \\ v_{s2}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5 \cdot \omega t - 5 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7 \cdot \omega t - 7 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5 \cdot \omega t + 5 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7 \cdot \omega t + 7 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

La Figure.II.13 montre le comportement du circuit PLL dans le cas où les tensions de réseau triphasé sont déformées, à l'instant  $t=0$ . *Is* les tensions délivrés par le circuit PLL sont subis à une déformation. La THD de la tension délivré par le circuit PLL est passe de la valeur de 0.04% vers la valeur de 8.2%, l'angle de phase se déphasé se augmente aussi ( $\Delta\hat{\theta}_d = 0.104 \text{ rad}$ ). Après l'insertion du FMV avec la PLL classique. Ce qui montre l'influence négative des tensions triphasé déformées sur le comportement du circuit PLL classique.

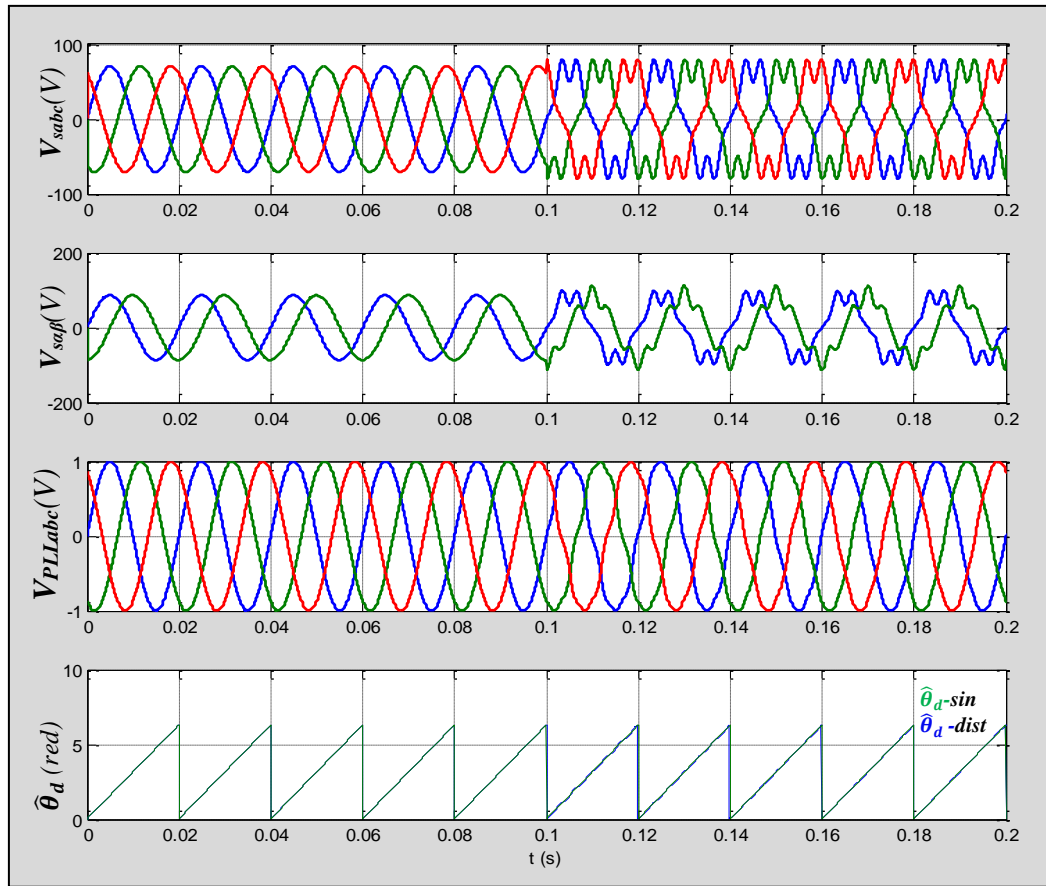


Figure. II.13. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées équilibrées distordues

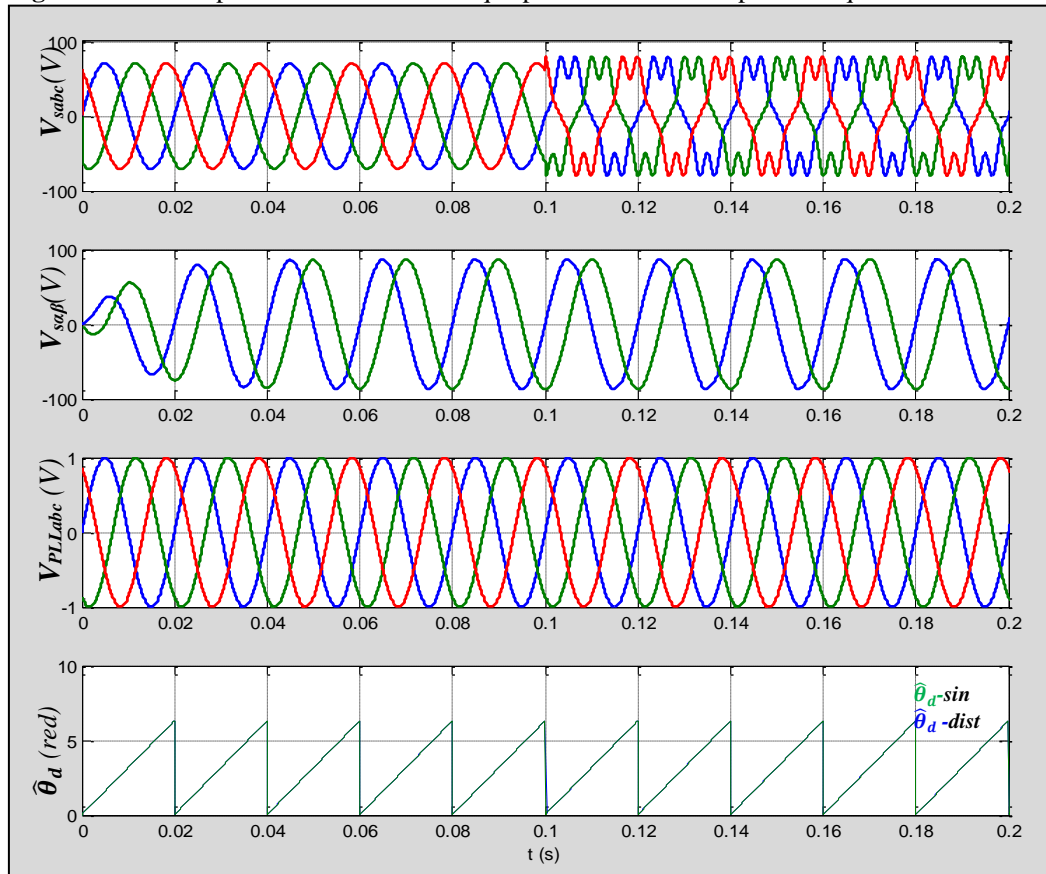


Figure. II.14. Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées équilibrées distordue

On remarque d'après la Figure. II.14 que, les tensions délivré par la PLL modifie sont sinusoïdale et leurs THD est de 0.5% et le déphasage est diminué de la valeur de ( $\Delta\hat{\theta}_d = 0.104 \text{ rad}$ ) vers la valeur de ( $\Delta\hat{\theta}_d = 0.0139 \text{ rad}$ ) . Le rôle du FMV est bien illustré pour remédier le problème de PLL classique sous régime de tension déformés

### II.4.3. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime de tensions de réseau déséquilibrées et distordues

Dans ce cas, nous considérons que la source de tension triphasée est déséquilibrée en amplitude et contient des harmoniques de basses fréquences d'ordre 5<sup>th</sup> et 7<sup>th</sup>, (THD<sub>v<sub>s</sub></sub> = 22.36%), le déséquilibre est provoqué dans l'amplitude de la fondamentale, le système est régi par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2}. \sin(\omega t) + 10. \sin(-5. \omega t) + 5. \sin(7. \omega t) \\ v_{s2}(t) = 40\sqrt{2}. \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5. \omega t - 5. \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7. \omega t - 7. \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 80\sqrt{2}. \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5. \omega t + 5. \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7. \omega t + 7. \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

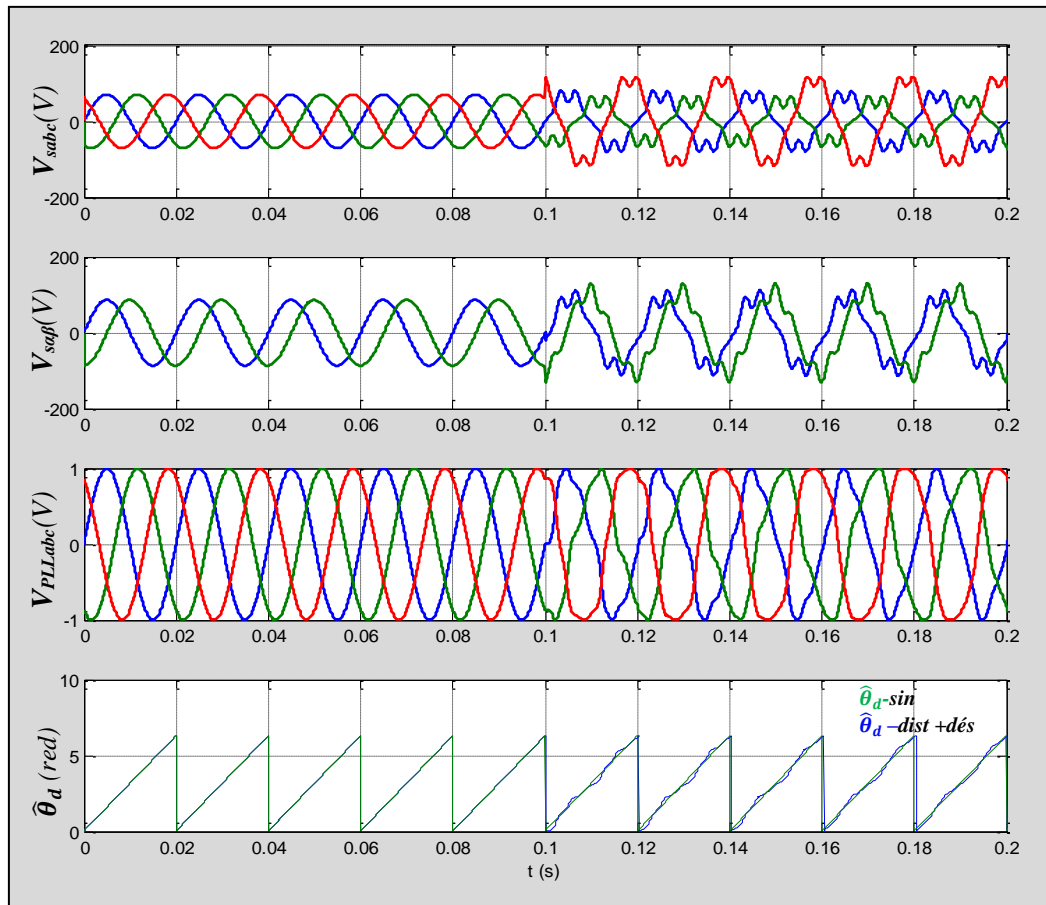
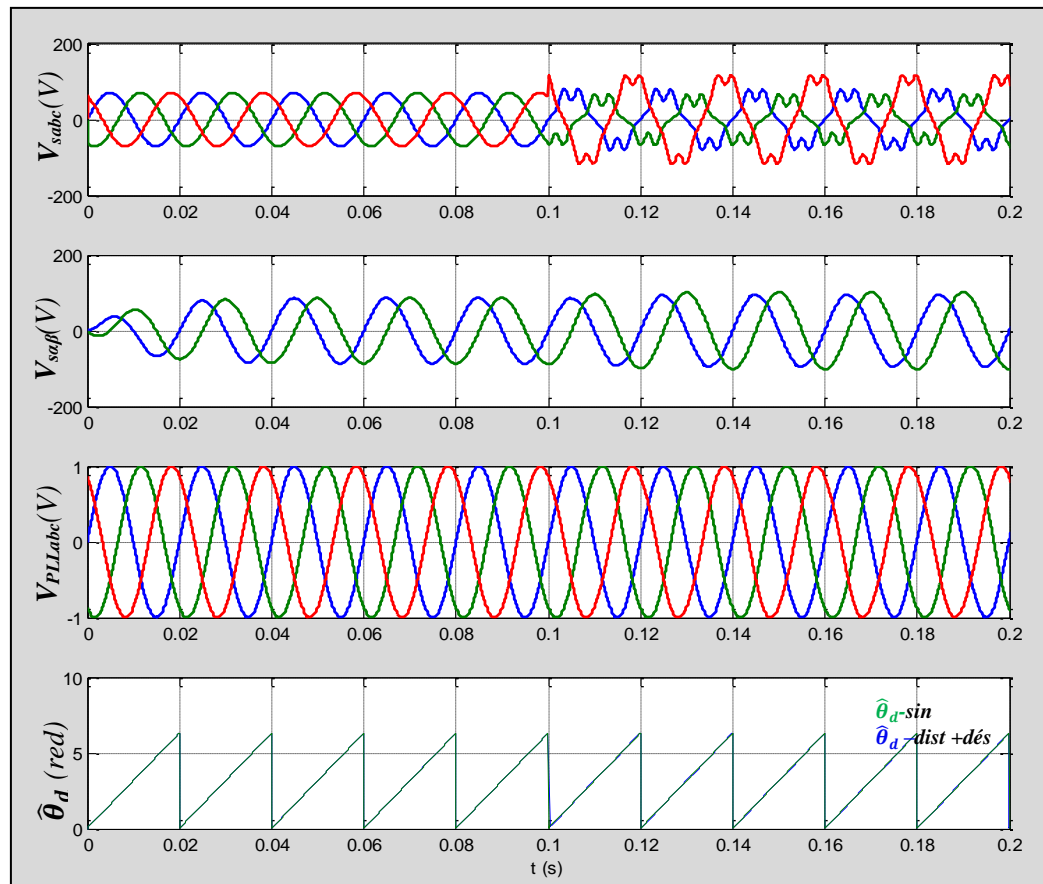


Figure. II.15. Comportement du PLL classique avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues



**Figure. II.16.** Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues

D'après la Figure. II.15, on observe que le comportement du circuit PLL classique est dégradé sous l'effet des tensions triphasées déséquilibrées et déformées, la tension délivrée par la PLL est déformée, avec un THD de 11.56%, l'angle de déphase est de ( $\Delta\hat{\theta}_a = 0.172rad$ ). On peut conclure donc que les performances du circuit PLL sont fortement dégradés dans un régime de tension de réseau déséquilibré-distordus.

La Figure. II.16 montre que les tensions délivrées par le circuit PLL sont purement sinusoïdale en présence du FMV, dont le THD de ces tensions est environ de 0.75%, aussi on peut remarquer que l'angle de déphasage est très faible( $\Delta\hat{\theta}_a = 0.0112 rad$ ).

On peut constater d'après cette résultats que, le FMV est permet de rendre le circuit PLL plus robuste dans un régime de tension de réseau déformés et déséquilibrés, cet avantage majeur est convient mieux pour extraire les courants harmoniques de références de façon correcte.

## II.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre en premier lieu le principe d'identification temporelles des courants harmonique de références, par deux méthode l'un est la méthode de puissance instantanée  $pq$  et l'autre est la méthode de référentiel synchrone de park  $dq$ , après le développement du circuit du filtre multi variable, nous avons aussi accentue sur la présentation du principe de la méthode de  $pq$  modifié par le FMV qui est adaptables avec le régime de la tension du réseau électrique, aussi le mécanisme d'extraction globale des courants harmoniques par ces méthodes modifiées est présenté en montrant l'avantage technique et économique d'emploi du FMV. En plus, nous avons étudié la réponse dynamique FMV en présence des composantes harmoniques directe et inverse, son aptitude à extraire la composante fondamentale et les composantes harmoniques est analysée aussi, l'impact majeur du FMV sur le comportement du circuit PLL est présenté et validé par des résultats de simulation pour trois régimes de tension de réseau déséquilibré, distordue et combiné (distordue et déséquilibrés).

Le chapitre suivant est réservé à la conception et la commande du filtre actif parallèle triphasé commandé par la méthode des puissances instantanées ( $p-q$ ) modifiée, en régime de tensions déformées et déséquilibrées, en présence des charges fortement capacitives.

# ***Chapitre III :***

***Etude et commande d'un FAP alimenté avec une source de tension non idéale et contrôlé par la méthode (pq) modifiée***

### III.1. Introduction

Aujourd'hui, et dans le cadre de la politique de dépollution harmonique, le filtrage actif parallèle est choisi comme l'un des méthodes modernes utilisées pour l'amélioration de la qualité d'énergie électrique, la réduction du taux de distorsion harmonique, la compensation de l'énergie réactive et par conséquent l'amélioration du facteur de puissance d'installation [16]. Le principe de base du FAP est de produire et injecter au même temps les harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques générés par la charge non linéaire afin de récupérer la forme d'onde sinusoïdale du courant de réseau.

Originellement le FAP exploite un onduleur de tension, et dans la sortie de l'onduleur, et via une commande appropriée, on reçoit la forme d'onde du signal de courant harmonique à injecter aux points de raccordement communs. Nous avons envisagé dans la littérature du filtre actif deux sources d'alimentation, la première source est non autonome via un pont redresseur, et la deuxième source est autonome via une source renouvelable (éolienne ou photovoltaïque). Le bon choix de la méthode d'identification des courants harmoniques va aboutir à la bonne qualité de filtrage, puisque elle constitue le noyau du FAP [20].

Ce chapitre commence par présenter la structure générale du filtre actif parallèle triphasé, le dimensionnement du filtre, et le choix des paramètres du filtre de couplage et la tension du bus continu. Aussi le contrôleur flou de type 1 est choisi pour réguler la tension du bus continu. Dans un second temps, la méthode de puissance instantanée modifiée, étudiée dans le deuxième chapitre, est utilisée dans la commande du filtre actif parallèle pour générer les signaux de commandes de l'onduleur via la commande hystérésis. Par voie de simulation dans l'environnement (Matlab/Simulink), le comportement du FAP triphasé avec différents régimes de tension de réseaux électriques sera examiné, différents caractères de charges (inductive et capacitive)

### III.2. Objective du filtrage actif parallèle

La tâche principale, pour laquelle le filtre actif parallèle a été installé dans un réseau électrique de puissance, est la compensation des courants harmoniques et la puissance réactive gérés par les charges non linéaires, son principe est d'injecter les courants harmoniques dans le réseau, ayant la même amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par les charges non linéaires. Les composantes harmoniques dans les courants de la charge non linéaire sont extraites pour être utilisées comme référence des courants du filtre actif. La boucle de régulation de la tension du bus continu du réservoir capacitive de à la sortie du filtre compense les pertes dans les éléments du filtre actif [20],[25].

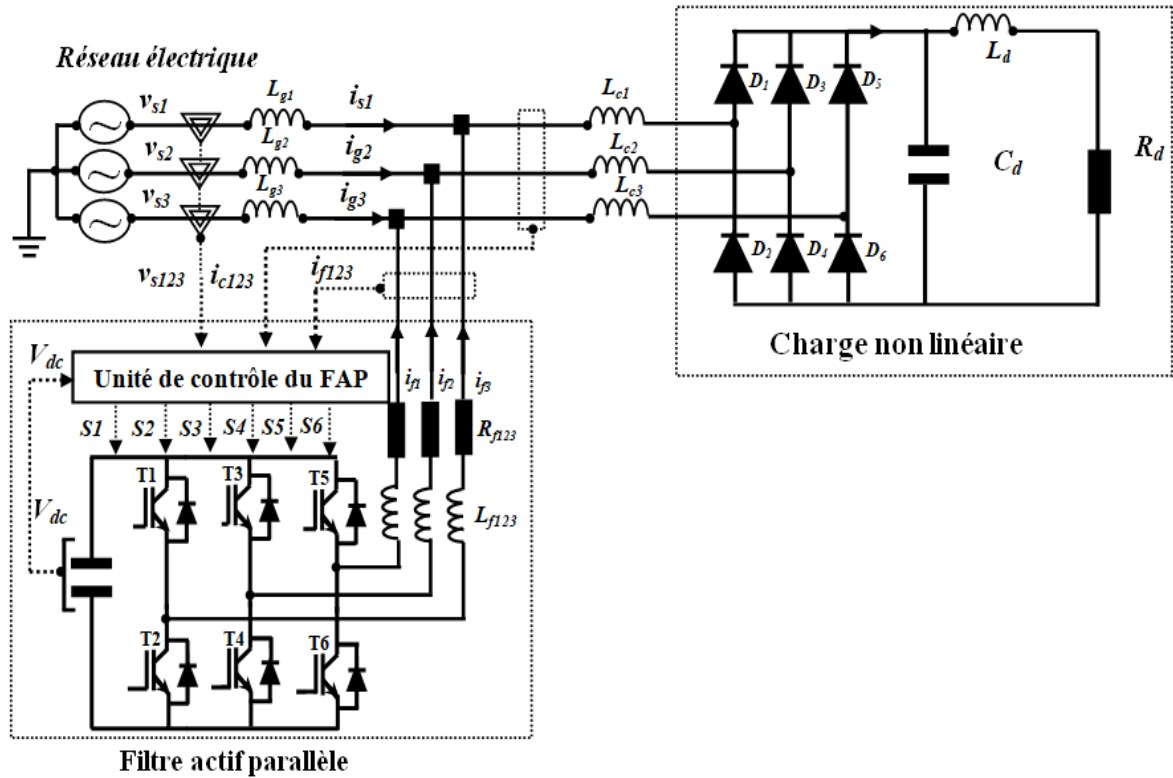


Figure. III.1. Structure du filtre actif parallèle.

### III.3. Dimensionnement de la puissance nominale du FAP triphasé

La connaissance de la puissance apparente consommée par la charge non linéaire, nous a permet de calculer la puissance apparente du filtre actif, donc le dimensionnement de ce dernier est réalisé en considérant que la toutes les harmoniques générés sont filtrés ou compensés. Dans un deuxième temps, le filtrage actif spécifique des courants harmoniques sera considéré.

La valeur efficace du courant de la charge  $i_c(t)$  est définie par la relation (III.1) :

$$I_c = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{ch}^2} \tag{III.1}$$

On en déduit la valeur efficace  $I_{fh}$  des courants harmoniques de compensation générés par le filtre actif :

$$I_{fh} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{ch}^2} = \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} \tag{III.2}$$

Dans le cas d'un réseau comportant m phase, supposé sinusoïdale et équilibré, la puissance apparente nominale absorbée par le redresseur se met sous la forme :

$$S_{ch} = \sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2 + D_{ch}^2} = m \cdot V_s \cdot I_c \tag{III.3}$$

Avec :  $P_{ch} = m \cdot V_s \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1)$  est la puissance active absorbée par le redresseur

$Q_{ch} = m \cdot V_s \cdot I_1 \cdot \sin(\phi_1)$  est la puissance réactive absorbée par le redresseur

$D_{ch} = m \cdot V_s \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{ch}^2}$  est la puissance déformante absorbée par le redresseur

En supposant que le filtre compense la totalité des harmoniques, sa puissance nominale sera :

$$S_{filtre} = D_{ch} \quad (III.4)$$

À partir des relations (III.1) (III.2) et (III.3), nous déduisant le rapport reliant la puissance apparente du filtre et celle de la charge polluante :

$$\frac{S_{filtre}}{S_{ch}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{ch}^2}}{I_c} \quad (III.5)$$

Si on néglige le phénomène d'empiètement, La valeur efficace du courant de la charge  $I_c$  et  $I_{fh}$  [4] :

$$I_c = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad \text{et} \quad I_{fh} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} = 0.24 \cdot I_d \quad (III.6)$$

Le rapport des courants et donc des puissances devient :

$$\frac{S_{filtre}}{S_{ch}} = 0.29\% \quad (III.7)$$

La puissance du filtre actif nécessaire à la compensation de tous les harmoniques de courant consommés par un pont redresseur représente près d'un tiers de la puissance nominale de la charge. Le rapport de puissance entre le filtre actif et la charge lors d'une compensation globale ou sélective sont résumés dans le Tableau. III.1 [20].

	$\frac{S_{filtre}}{S_{ch}}$ (%)	$\frac{Sh_{filtre}}{Sh_{ch}}$ (%)
Filtrage globale des harmoniques	29	100
Filtrage d'harmonique d'ordre 5 <sup>th</sup>	19	66
Filtrage d'harmonique d'ordre 7 <sup>th</sup>	14	48
Filtrage des harmoniques d'ordres 5 <sup>th</sup> et 7 <sup>th</sup>	23	81

**Tableau. III.1.** Puissance du filtre actif en fonction des objectifs de compensation

### III.4. Structure de puissance et commande du FAP

La Figure. III.2 montre un synoptique de la structure du filtre actif parallèle, ce dernier comporte deux parties, la partie puissance englobe l'onduleur de tension, l'élément capacitive de stockage d'énergie et le filtre passif de couplage au point de raccordement commun.

La partie commande englobe, l'unité de réglage du bus continu, l'unité de génération des courants harmoniques de référence et l'unité de génération des signaux de commutations des semi conducteurs de l'onduleur de tension.

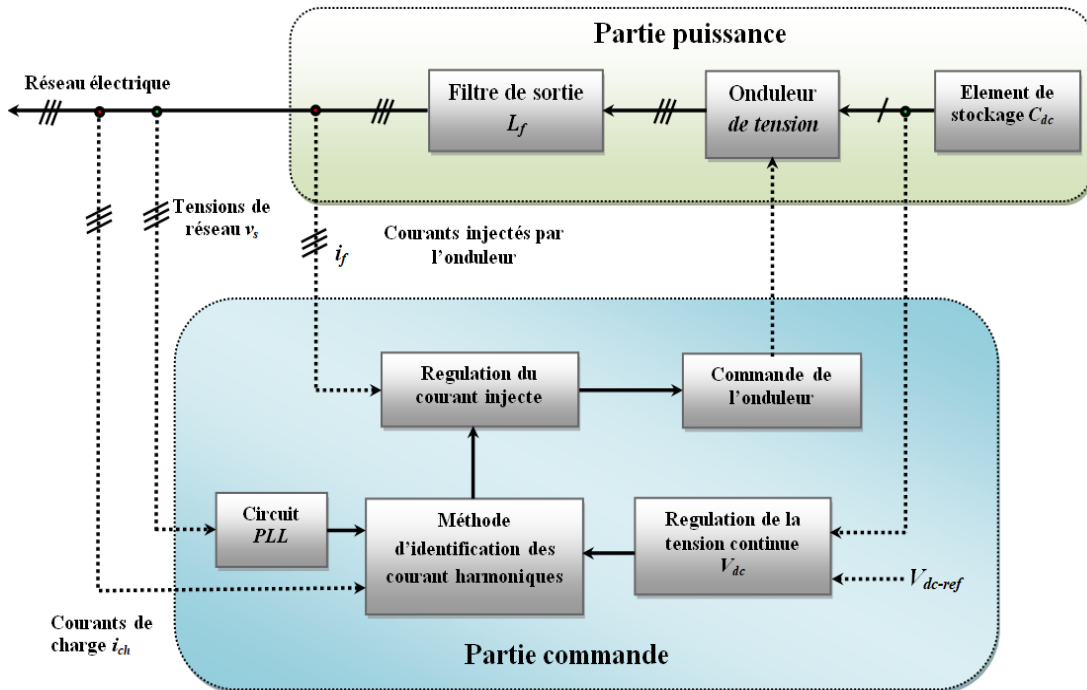


Figure. III.2. Structure des unités de puissance et commande du FAP

### III.4.1. Partie puissance du filtre actif parallèle

Dans cette partie, nous avons étudié les trois éléments du filtre actif parallèle, l'onduleur de tension, le condensateur de stockage d'énergie et l'inductance de couplage au réseau. Le choix de la tension du bus du condensateur sera établi dans cette partie.

#### III.4.1.1. Onduleur triphasé de tension

Afin de générer les harmoniques à éliminer du signal récupéré de la charge (courant ou tension), on utilise souvent un onduleur de tension commandé en courant. Dans notre travail nous avons choisi un onduleur classique à deux niveaux comme le montre la Figure.III.3. Celle-ci a l'avantage de présenter un nombre minimum d'interrupteurs et un seul élément de stockage d'énergie (condensateur), en comparaison avec d'autres structures à quatre bras ou à trois onduleurs monophasés.

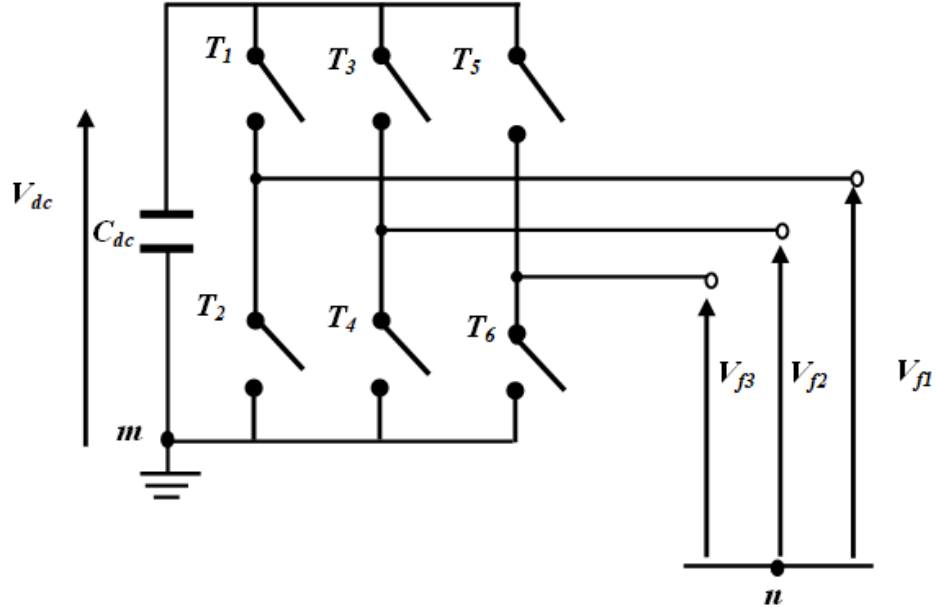


Figure.III.3. Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

Cet onduleur est composé de six interrupteurs, bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, commandés de manière à délivrer des tensions simples alternatives ( $V_{f1}, V_{f2}, V_{f3}$ ) équilibrées à la sortie de l'onduleur.

Appelons  $T_i$  et  $T'_i$  les interrupteurs supposés idéaux, connectés sur la phase  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) et  $C_i$  et  $C'_i$ , les signaux de commande logiques qui sont associées. La commande est supposée alternée ( $C_i = \overline{C'_i}$ ).

$$C_i = 1 \Rightarrow T_i \text{ Passant et } T'_i \text{ ouvert.}$$

$$C_i = 0 \Rightarrow T_i \text{ Ouvert et } T'_i \text{ passant.}$$

Les vecteurs des tensions  $[V_f]_n$  et  $[V_f]_M$ , ainsi que le vecteur des signaux de commande  $[C]$  sont définis par :

$$[V_f]_n = \begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix}, \quad [V_f]_M = \begin{bmatrix} V_{f1M} \\ V_{f2M} \\ V_{f3M} \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$[V_f]_M = [C] \cdot V_{dc} \quad (\text{III.9})$$

Les tensions aux points (a, b, c) ne peuvent prendre que les deux valeurs  $+V_{dc}, -V_{dc}$  ou 0. En tenant compte de l'absence d'une tension homopolaire, les tensions délivrées par l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{f1M} \\ V_{f2M} \\ V_{f3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{III.10})$$

Les variables  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  prennent chacune deux valeurs possible soit 0, soit 1. Il en résulte donc 8 états possibles  $S_n (C_1, C_2, C_3)$  avec  $n=1\dots 8$  Comme le montre la Figure. III.4

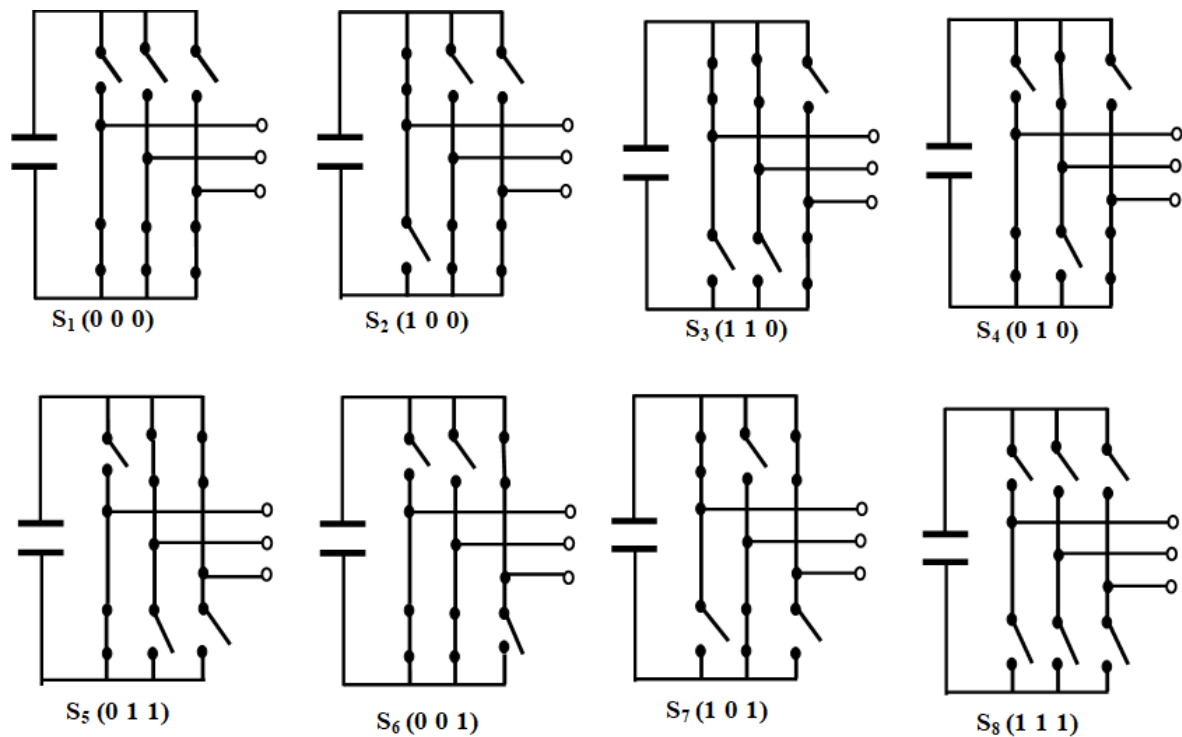


Figure. III.4. Différentes configurations d'onduleur de tension

### III.4.1.2. Condensateur du stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur  $C_{dc}$  qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_{dc}$ . Le choix des paramètres du système de stockage ( $V_{dc}$  et  $C_{dc}$ ) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle [4]. En effet, une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$ , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limités par le choix de  $C_{dc}$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

Utilisant le résonnement du calcul du rapport des puissances apparentes, dans l'expression (III.11), pour déterminer la valeur du condensateur du filtre. Dans le cas où la puissance réactive est considérée à compenser :

$$S_f = \sqrt{Q_{ch}^2 + D_{ch}^2} \quad (\text{III.11})$$

$$\frac{S_{\text{filtre}}}{S_{ch}} = 0.29 = \frac{\sqrt{Q_{ch}^2 + D_{ch}^2}}{\sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2 + D_{ch}^2}} \quad (\text{III.12})$$

$$\sqrt{Q_{ch}^2 + D_{ch}^2} = 0.31.P_{ch} \quad (\text{III.13})$$

La valeur du condensateur  $C_{dc}$  est donnée par la relation suivante [115] :

$$C_{dc} \geq \frac{0.3108P_{ch}}{6f_s(V_{dc-max}^2 - V_{dc-min}^2)} \quad (\text{III.14})$$

Généralement, la tension du condensateur du bus continu ( $V_{dc}$ ) est dépend de l'énergie instantanée disponible du filtre actif parallèle. Donc la tension continu  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur est peut être choisi supérieure à la tension de crête du réseau afin de suivre les changements de la demande de charge, et peut être calculé par plusieurs approches [15],[25]:

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{m\sqrt{3}} \cdot V_s \quad (\text{III.15})$$

### III.4.1.3. Inductance de couplage au réseau

Le couplage du filtre actif, considéré en mode parallèle comme source de tension commandé en courant, se fait à l'aide d'une inductance  $L_f$ . Cette dernière, elle joue le rôle d'une source de courant, à injecter dans le point de connexion commun, ainsi, elle permet de réduire l'amplitude des harmoniques dues à la fréquence de commande de l'onduleur. On suppose que la tension du réseau électrique  $v_s$  est égale à la tension de raccordement  $V_{pcc}$  pour les réseaux électriques de forte puissance de court-circuit, et on néglige la résistance de l'inductance  $L_f$  qui relie l'onduleur de tension au réseau.

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_{dc} - V_s}{L_f} \quad (\text{III.16})$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, on doit diminuer  $L_f$  mais sans engendrer une augmentation d'ondulation du courant à la fréquence de commutation.

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} = \frac{V_{dc} - v_s}{L_f} \quad (\text{III.17})$$

La valeur de l'inductance de couplage ( $L_f$ ) entre le point de connexion commun du FAP dépend de l'ondulation admissible du courant injecté par le filtre actif, de la tension du condensateur du bus continue et de la fréquence de commutation maximale des semi conducteur de l'onduleur ( $f_0$ ). Par conséquent, la valeur d'inductance  $L_f$  est donnée comme:

$$L_f = \frac{0.5.V_{dc}}{\Delta.i_{f-max} * f_o} \quad (\text{III.18})$$

### III.4.2. Partie contrôle du filtre actif parallèle

La méthode de puissance instantanées ( $p-q$ ) modifiée, montré dans le chapitre précédent, a été choisi pour identifier les courants harmoniques de d'identifications, on va choisi commande hystérésis pour commander l'onduleur de tension d'une part, et d'autre on va contrôler la tension du bus continue par un régulateur floue de type, ce dernier sera présenté.

#### III.4.2.1. Génération des signaux de contrôle par hystérésis

Dans ce chapitre nous avons utilisé la commande hystérésis montré dans la Figure. III.5 générer les signaux de commande de l'onduleur, le principe de contrôle hystérésis des courants est consiste principalement à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation [9].

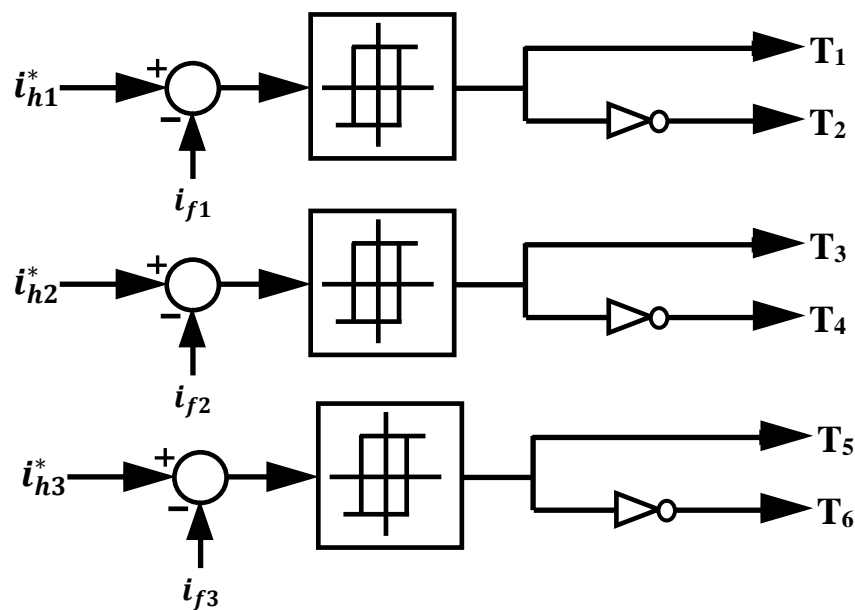


Figure. III.5. Principe de contrôle du courant par hystérésis

Ce type de commande est robuste et facile à mettre en œuvre. Elle possède un bon temps de réponse en régime dynamique, une bonne stabilité et une bonne précision [9]. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les applications d'onduleurs contrôlés en courant dans les filtres actifs de puissance.

### III.4.2.2. Régulation de la tension continue

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixée. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur sont les suivants [20] :

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

Pour que cette tension  $V_{dc}$  soit maintenue constante, nous ajoutons à la puissance réelle instantanée une consigne de puissance active. Pour cela nous avons choisi un régulateur flou de type 1 pour garder la tension aux bornes du condensateur constante avec faible fluctuation.

#### III.4.2.2.1. Contrôleur flou de la tension du bus continue $V_{dc}$

La logique floue est introduite en premier par Zadeh en 1987, elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif de l'utilisation du régulateur flou est d'atteindre de meilleurs résultats en les comparant aux régulateurs classiques et d'apporter une éventuelle amélioration de la réponse du système, dont la coopération humaine soit élaborée par ce genre de processus [12].

La stratégie du contrôle par logique floue est représentée par la Figure. III.6. Elle consiste à comparer la tension  $V_{dc}$  mesurée avec la tension de référence  $V_{dc}^*$ . Cette erreur  $E$  est considérée comme étant une première variable d'entrée, tandis que sa dérivé  $\Delta E$  est considéré comme une deuxième variable d'entrée, telle que :

$$e(K) = V_{dc}^*(K) - V_{dc}(K) \quad (\text{III.19})$$

$$\Delta e(K) = e(K) - e(K - 1) \quad (\text{III.20})$$

Les caractéristiques principales du contrôleur flou développé sont les suivantes :

1. Sept ensembles flous pour chaque entrée et la sortie, où les variables floues sont nommées : **NG** (négatif grand), **NM** (négatif moyen), **NS** (négatif petit), **ZE** (égal zéro), **PS** (positif petit), **PM** (positif moyen) et **PG** (positif grand).
2. Les fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire pour la simplicité.
3. La fuzzification avec un univers de discours continu.
4. Implication utilise l'inférence *min-max* de *E. Mamdani*.

5. La défuzzification par centre de gravité.

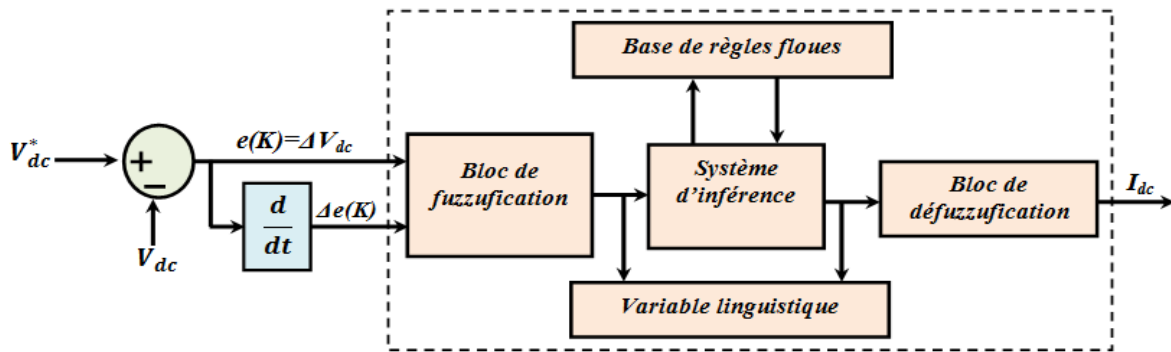
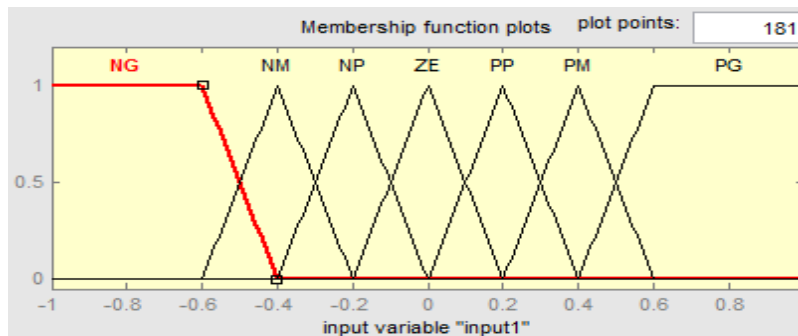
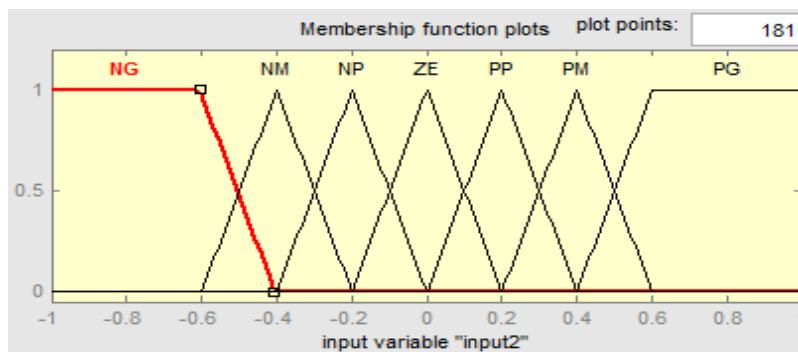


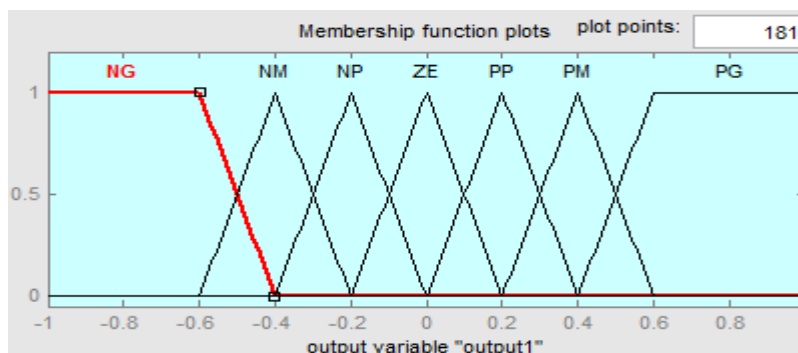
Figure. III.6. Structure d'un contrôleur flou pour contrôler la tension  $V_{dc}$



(a) Erreur de  $\Delta V_{dc}$



(b) Variation de l'erreur  $\Delta V_{dc}$



(c) Courant actif ( $I_{dc}$ ) de réglage du  $V_{dc}$

Figure. III.7 . Répartition des fonctions d'appartenance : (a-b) variables d'entrées, (b) variable de sortie.

Le tableau ci-dessous donne l'ensemble de règles floues utilisées dans la conception de ce contrôleur. La perception humaine de la commande des systèmes est ainsi traduite, c'est-à-dire que lorsque la valeur de la grandeur commandée est éloignée de la référence et qu'elle continue à s'en éloigner, une très forte variation va être appliquée à la grandeur de commande. Au contraire, au voisinage de la référence, la variation sera moindre. Il est donc aisé d'introduire la non linéarité de la commande. Le tableau permet d'agir très localement sur la surface de commande et donc une variation de l'un de ses paramètres n'aura qu'une répercussion locale sur la réponse globale. De plus, le nombre de paramètres à régler ici est très important ( $7 \times 7 = 49$  paramètres).

Erreur ( $\Delta V_{dc}$ )	Variation de l'erreur ( $\Delta V_{dc}$ )						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB

Tableau. III.2. Table de règles d'inférence pour sept fonctions d'appartences

Ce courant généré par le contrôleur flou du bus continu, il sera ajouté aux courants harmoniques identifiés par la méthode de puissance instantanée ( $p-q$ ) modifiée, afin d'obtenir les courants harmoniques de références [20], ces derniers sont utilisés par le contrôleur hystérésis pour générer les signaux de commutations des semi conducteur de l'onduleur de tension comme le montre la Figure. III.8.

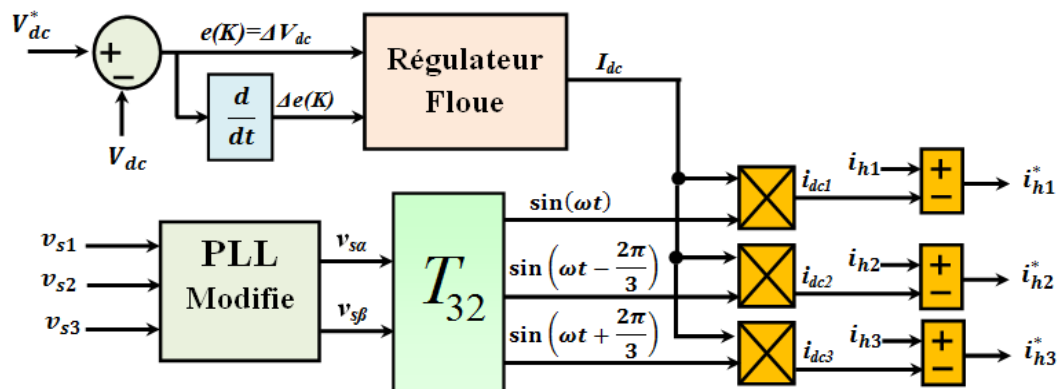


Figure. III.8. Schéma de génération des courants harmoniques de référence.

### III.5. Résultats de simulation du comportement du FAP avec différent types de charges, différents types de réseau.

La simulation du système global (réseau électrique, charge non linéaire, FAP) est réalisée sous environnement (Matlab /Simulink). Différentes formes d'onde ont été visualisés telles que le courants de la charge, courant et la tension de source, courant injecté par le filtre, ainsi que la tension aux bornes du bus continu, une analyse spectrale de ces signaux a été établit. Toute la partie puissance a été développée en exploitant les outils de Simulink, entre autre Sim Power Sysyems, ces paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau. III.3.

Etage du système simulé	Désignation	Valeurs
Réseau électrique	-Valeur efficace de la tension -Fréquence -Impédance interne du réseau	$-V_s=80V$ $-f_s=50Hz$ $-L_s=0.1mH, R_s=1m\Omega$
Charge non linéaire	-Pont redresseur triphasé (PD3) débitant sur une charge inductive -Impédance de filtrage à l'entrés du pont redresseurPD3	$-R_d=30\Omega, L_d=50mH$ $-R_c=0.8\Omega, L_c=2mH$
Filtre actif parallèle	-Filtre de couplage - Condensateur de stockage -Tension de référence	$-L_f=1mH, R_d=1m\Omega$ $-C_{dc}=1100\mu F$ $-V_{dc-réf}=300V$
Paramètres de simulation	- Temps d'échantillonnage - Bande d'hystérésis	$-T_s=5 \mu s$ $-\Delta h=0.01A$

**Tableau. III.3.** Paramètres du système de filtrage actif parallèle à simulé.

#### III.5.1. Comportement du FAP en régime permanant et dynamique dans un réseau triphasé équilibré sinusoïdales.

La Figure. III.9 montre les formes d'ondes des tensions de réseau, courants de charge, courants de source, courants de filtres et la tension du bus continu, après le filtrage actif, on remarque que le courant de source est devient sinusoïdale.la qualité de filtrage est jugé par son spectre harmonique avant et après le filtrage, qui montre que ce courant ne contient que le fondamentale, son THD passe de 26,38% avant le filtrage vers 1,27% après le filtrage. Cette valeur est conforme de la norme IEEE-519. La tension  $V_{dc}$  est subite à une diminution après l'application des courants de charge, cette chute de tension a été récupérée après deux périodes par contrôleur floue. Ce dernier est capable de garder la tension  $V_{dc}$  autour de sa valeur de référence avec une faible fluctuation.

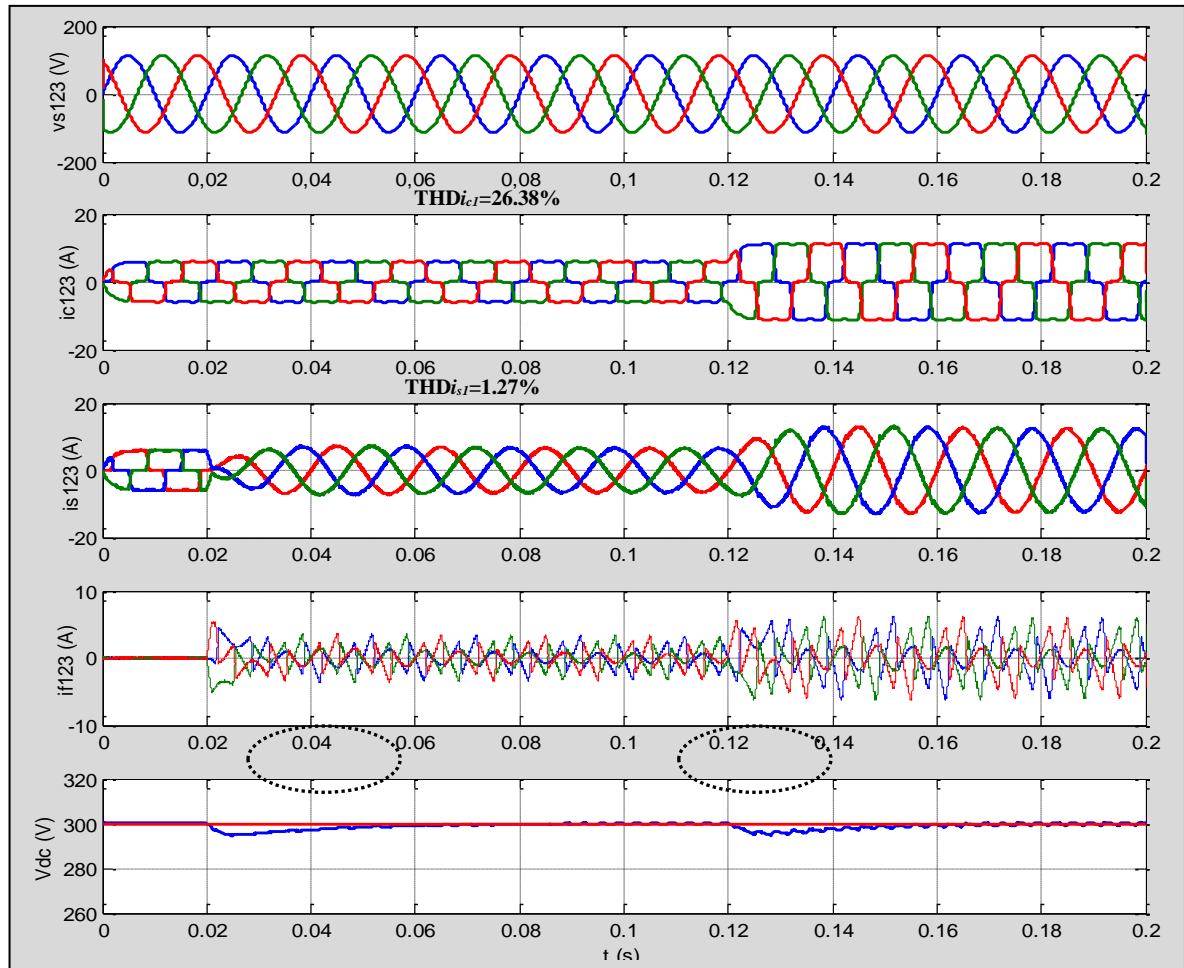


Figure. III.9. Comportement du FAP avec une variation de la charge

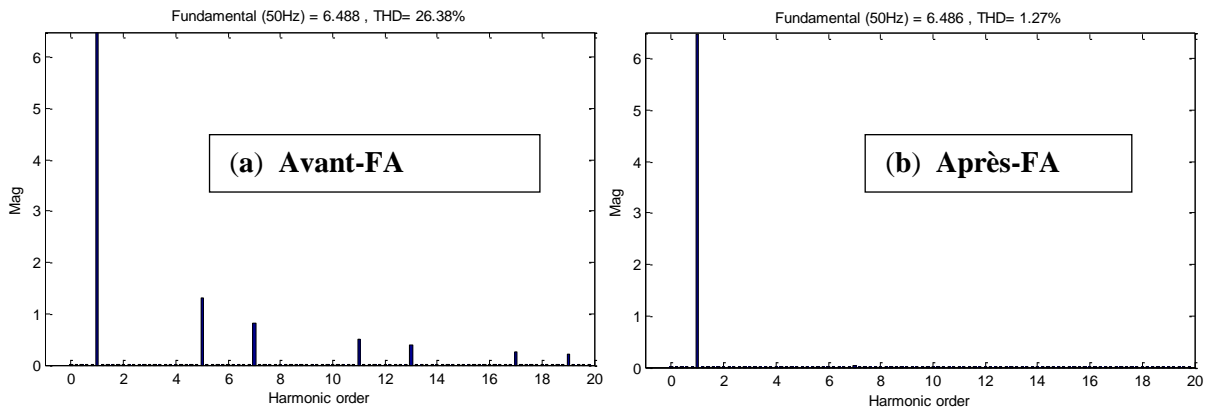
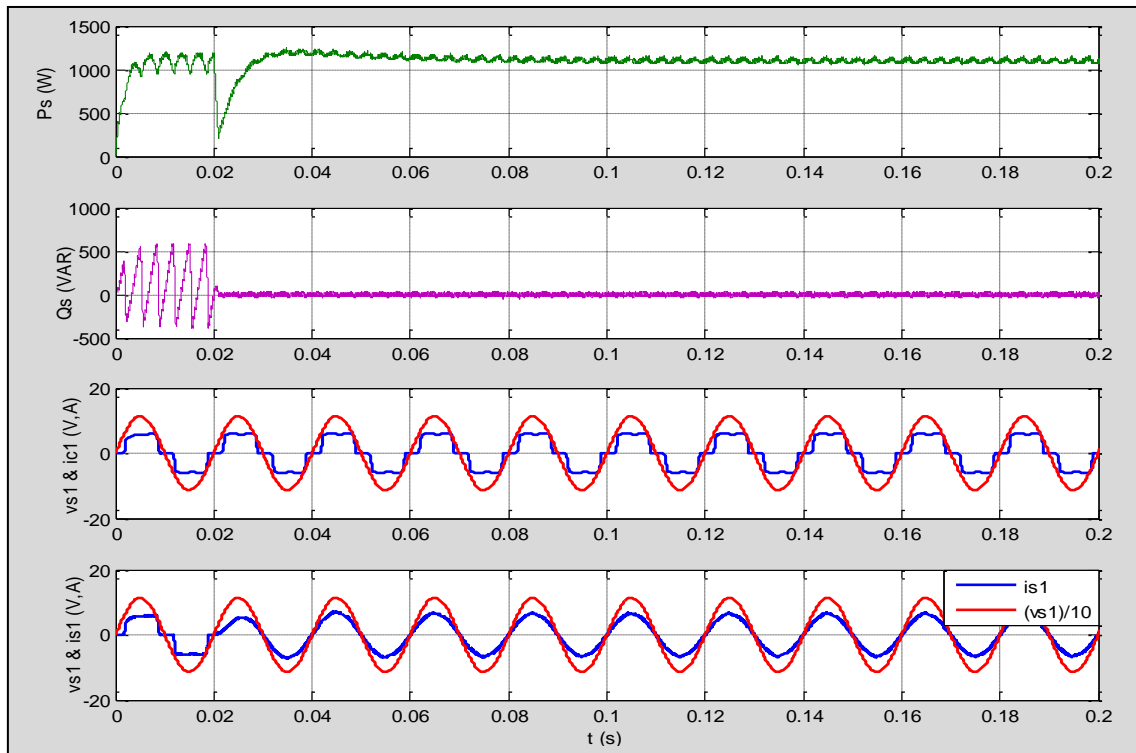


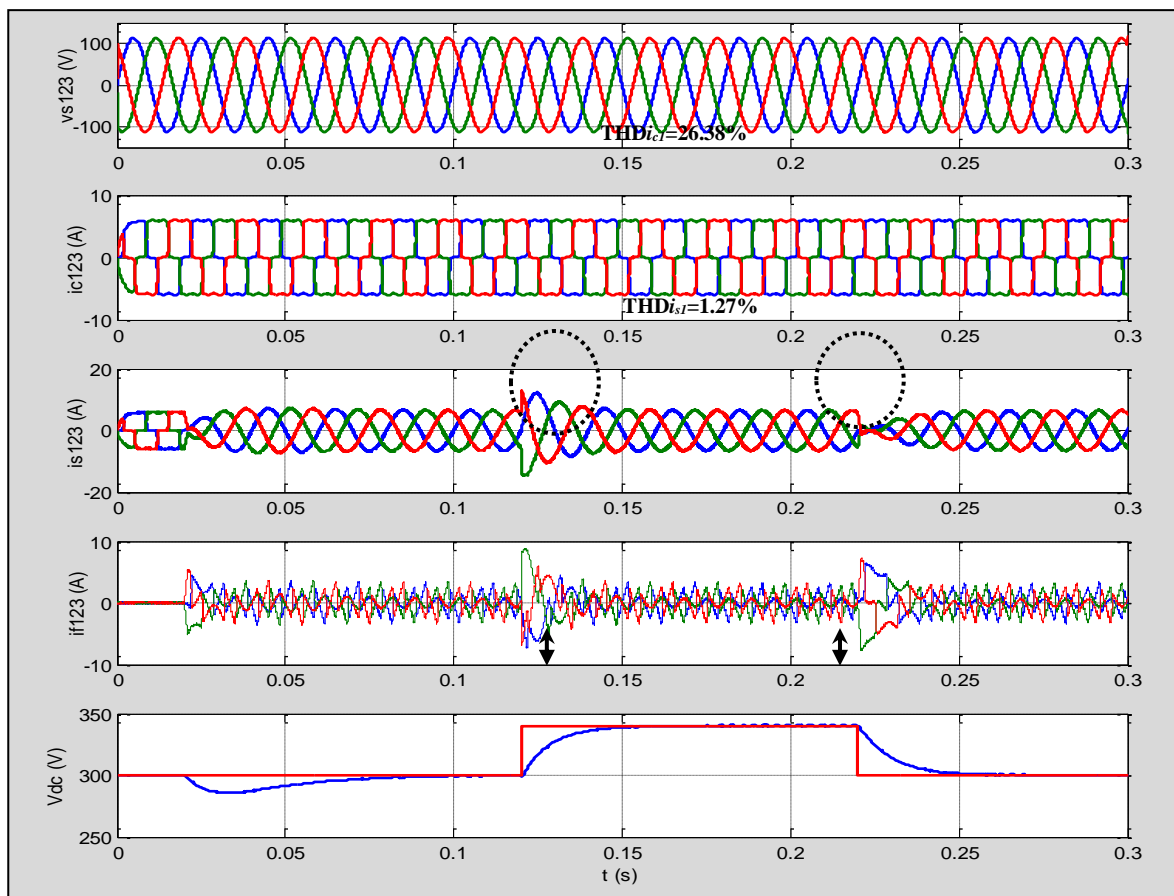
Figure. III.10. (Ab) Spectre harmonique du courant de source

Nous avons montré aussi que à l'instant  $0,12s$  on augmente le courant de charge, on remarque que le courant de source réponde à cette augmentation avec sa forme d'onde gardée sinusoïdale, aussi le courant de filtre est augmenté afin de satisfaire cette augmentation du courant de charge, en plus la tension du bus continu est diminué à cause de cette augmentation et après établit sa référence après deux période.

La Figure. III.11 illustre la courbe de la puissance puissance active et réactive du réseau, et le courant de source avant et après le filtrage avec la tension du réseau. On remarque que après la mise en service du FAP, la puissance réactive est nulle, et le courant est devient sinusoïdale et en phase avec la tension, la puissance active du réseau est subi à une diminution importante, cette chute de puissance est utilisé pour compenser les pertes de puissance actif des semi-conducteurs de puissance.



**Figure. III.10.** Puissance active et réactive du réseau avant et après le filtrage



**Figure. III.11.** Comportement du FAP avec une variation de la tension  $V_{dc-ref}$

La Figure. III.12 montre le comportement du FAP en régime dynamique provoqué par une augmentation et diminution de la tension de référence du bus continue  $V_{dc}^*$  (300V vers 330V puis 330 vers 300V), on remarque que lorsque on augmente la tension du bus continue, le courant de source et de filtre sont augmentés dans un régime transitoire faible, à l'instant de diminution de la tension  $V_{dc}^*$ , on remarque que les courants de source et de filtre sont diminués périodiquement et après atteints leur régime permanent.

La Figure. III.13 montre que la qualité du filtrage du FAP est affecté sous une faible tension du bus continue ( $V_{dc}=200V$ ), ce qui signifie la puissance du FAP est insuffisante pour satisfaire pour produire les harmoniques à injectées au point de raccordement commune du réseau. Le spectre harmonique du courant de source après le filtrage montre que l'atténuation des harmoniques n'est pas suffisante. Et pour assurer une bonne atténuation il faut fournir une puissance suffisante comme le montre dans la Figure. III.14, l'augmentation de la tension  $V_{dc}$  à l'instant  $0.15s$  de 200V à 250V, permet de récupérer la forme d'onde sinusoïdale du courant de source.

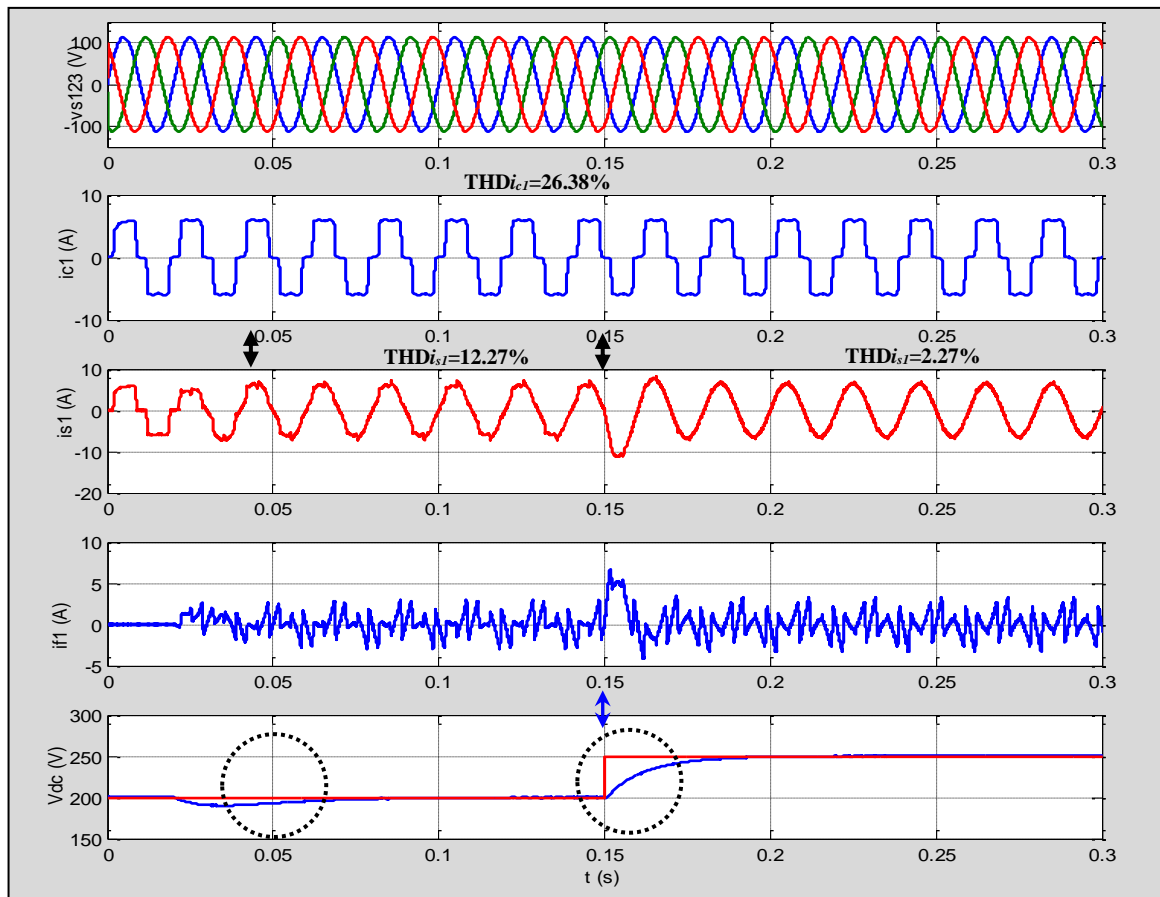


Figure. III.12. Comportement du FAP avec une faible tension continue

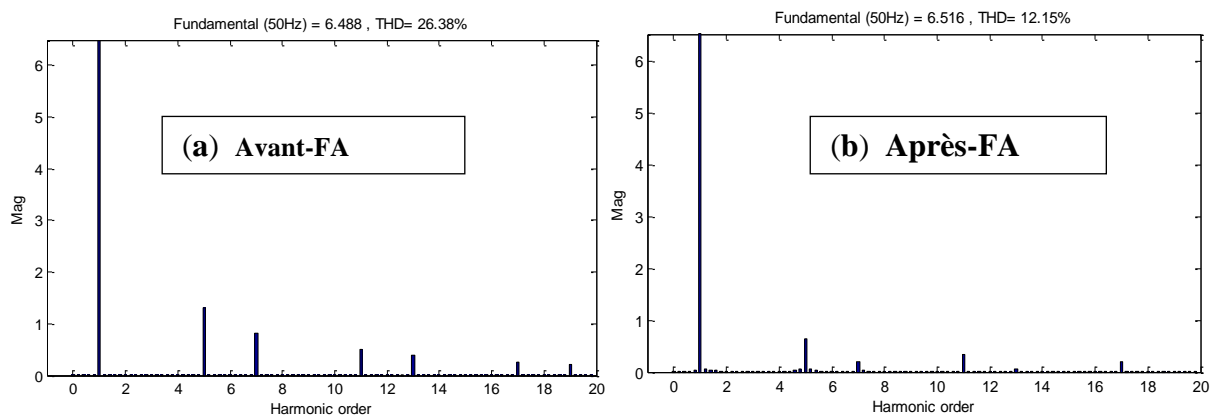


Figure. III.13. Spectre harmonique du courant de source sous une tension faible

### III.5.2. Impact d'un condensateur de filtrage sur la qualité du filtrage du FAP

Dans ce teste la tension  $V_{dc}$  est fixé à  $300V$ , à l'instant  $0.15s$ , on insère un condensateur de filtrage  $C_d=95\mu F$  à la sortie du pont redresseur à diode, on remarque que la qualité de filtrage du FAP est affecté de manière considérable comme le montre la Figure. III.15

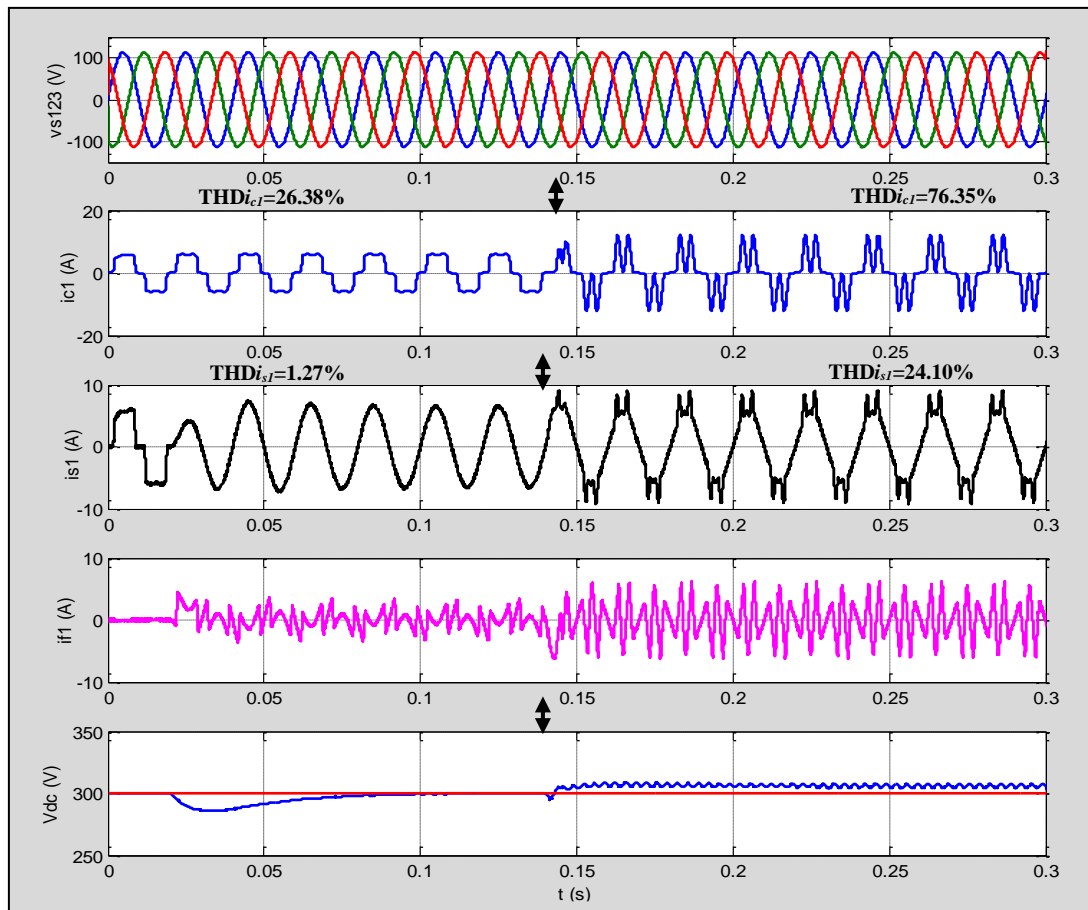


Figure. III.14. Comportement du FAP avec une charge capacitive

Dans ce cas, on remarque la forme d'onde du courant de source  $i_{s1}$  est déformé de manière significative après l'insertion de ce type de charge, et le spectre harmonique de courant de source  $i_{s1}$  montré dans la Figure. III.16 avant et après le filtrage montre bien cet inconvénient. La  $THDi_s$  passe de 76.35% avant le filtrage à 24.10% après le filtrage comme le montre la Figure. III.16. Cette valeur du THD est inacceptable dans la norme IEEE-519. On peut constater que les charge capacitives tend à augmenter les amplitudes des harmoniques de courants. [83-84].

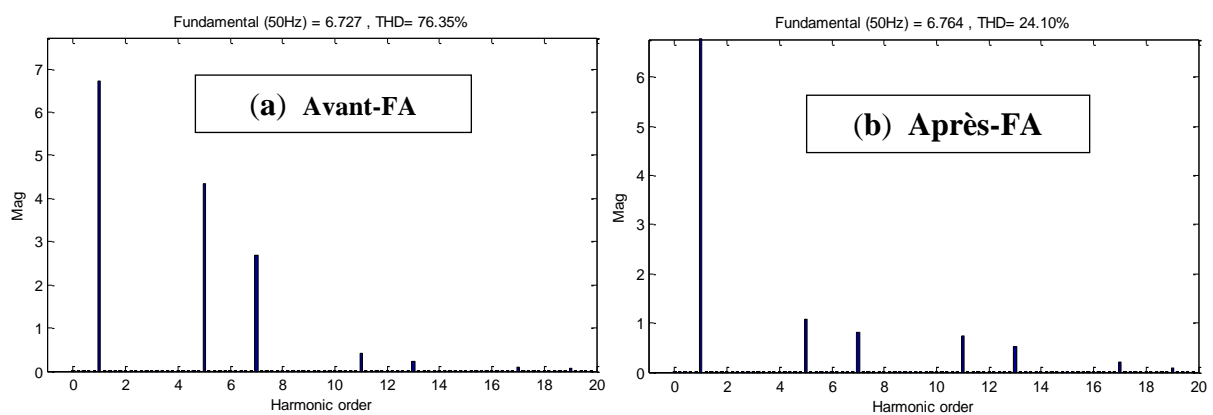


Figure. III.15. (a, b) Spectre harmonique de  $i_{s1}$  pour une charge capacitive avec  $V_{dc}=300V$

Lorsqu'on augmente la tension du bus continue à 400V, on remarque que la forme d'onde de  $i_{s1}$  est sinusoïdale et la THD du courant de source passe de 76,35% avant le filtrage vers 3,54% après le filtrage comme le montre la Figure. III.18.

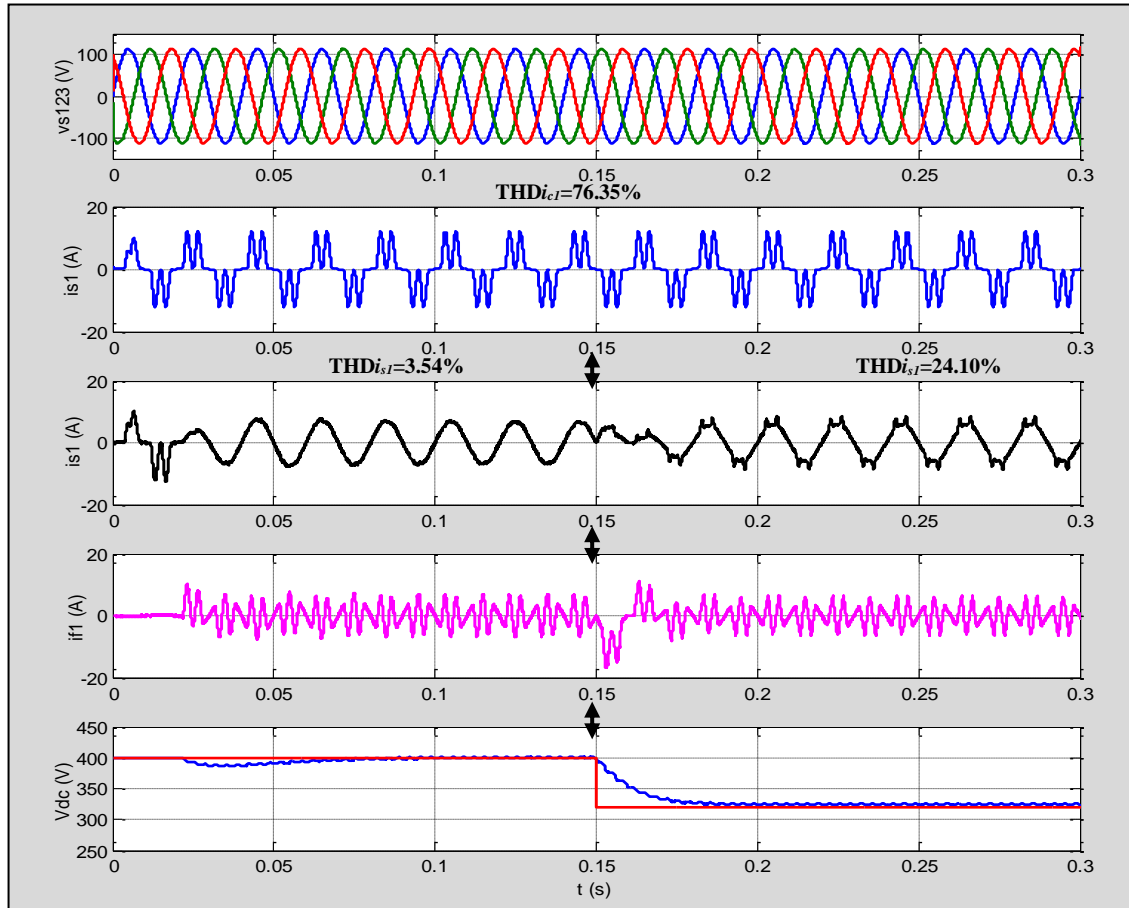


Figure. III.16. Comportement du FAP avec charge capacitive en fonction de  $V_{dc}$

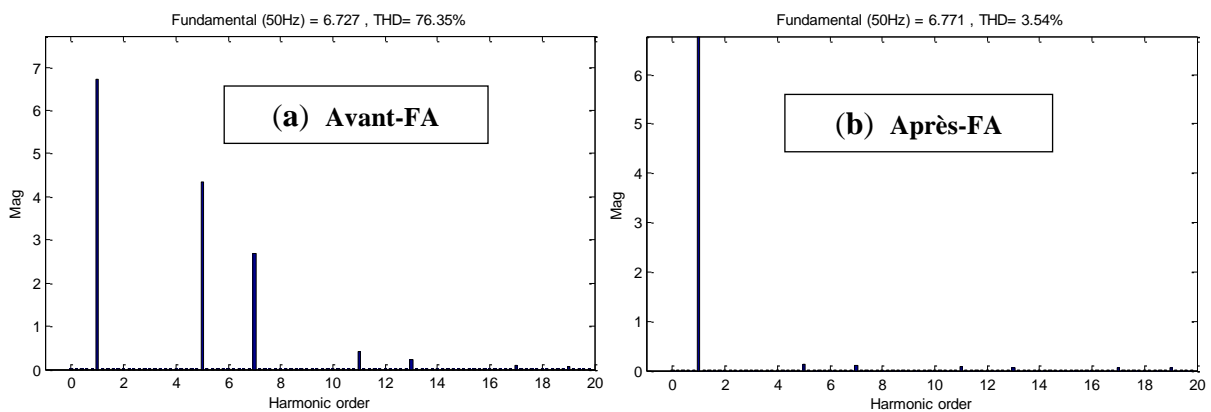


Figure. III.17.(a,b) Spectre harmonique de  $i_{s1}$  pour une charge capacitive avec  $V_{dc}=400V$

Cela nous a permis de constater que, en présence du charge capacitive, il faut surmonter la tension du bus continu, ce qui permet de récupérer la forme d'onde sinusoïdale du courant

de source, mais affectée au même temps la tension au point de raccordement commun. Donc on peut dire que le filtre actif convient mieux pour des charges de caractère inductif [76].

### III.5.3. Comportement du FAP avec les régimes de tension du réseau électrique

Dans ce cas, nous avons examiné le comportement du FAP avec la méthode de puissance instantané ( $pq$ ) classique et modifiée, ces deux techniques sont examinés avec trois régime de réseau, pour majorer l'une sur l'autre. Ces régimes de réseau éclectiques imposés sont : régime déséquilibré, régime distordue et le régime déséquilibré-distordue.

#### III.5.3.1. Comportement du FAP avec régime déséquilibré du réseau

Sur la Figure. III.19, on remarque les formes d'ondes des courant de source sont sinusoïdales avec la méthode de puissance instantanée ( $pq$ ), à l'instant  $0,1s$  on switchers vers le réseau déséquilibré, on remarque que les courant de source sont déformé et déséquilibré. Ce qui signifie que cette méthode est n'est pas capable d'identifier les courant harmoniques en régimes déséquilibré des tensions de réseau, à cause de cette déséquilibre, la THD du courant de source est passe de 1,27% à 10,73%. On remarque que la fluctuation de la tension du bus continu est augmente avec cette déséquilibre.

A l'instant  $0,2s$ , on applique la méthode ( $pq$ ) modifiée, les courants de source sont devenus sinusoïdale et équilibré, et la THD du courant de source est passe de 10,73% à 1,61%, et la fluctuation de la tension du bus continu est faible par rapport la méthode ( $pq$ ) classique, ce qui prouve l'aptitude de la méthode ( $pq$ ) modifiée à extraire correctement les harmoniques de références en régimes déséquilibrés de réseau. Les résultats sont résumés dans le Tableau. III

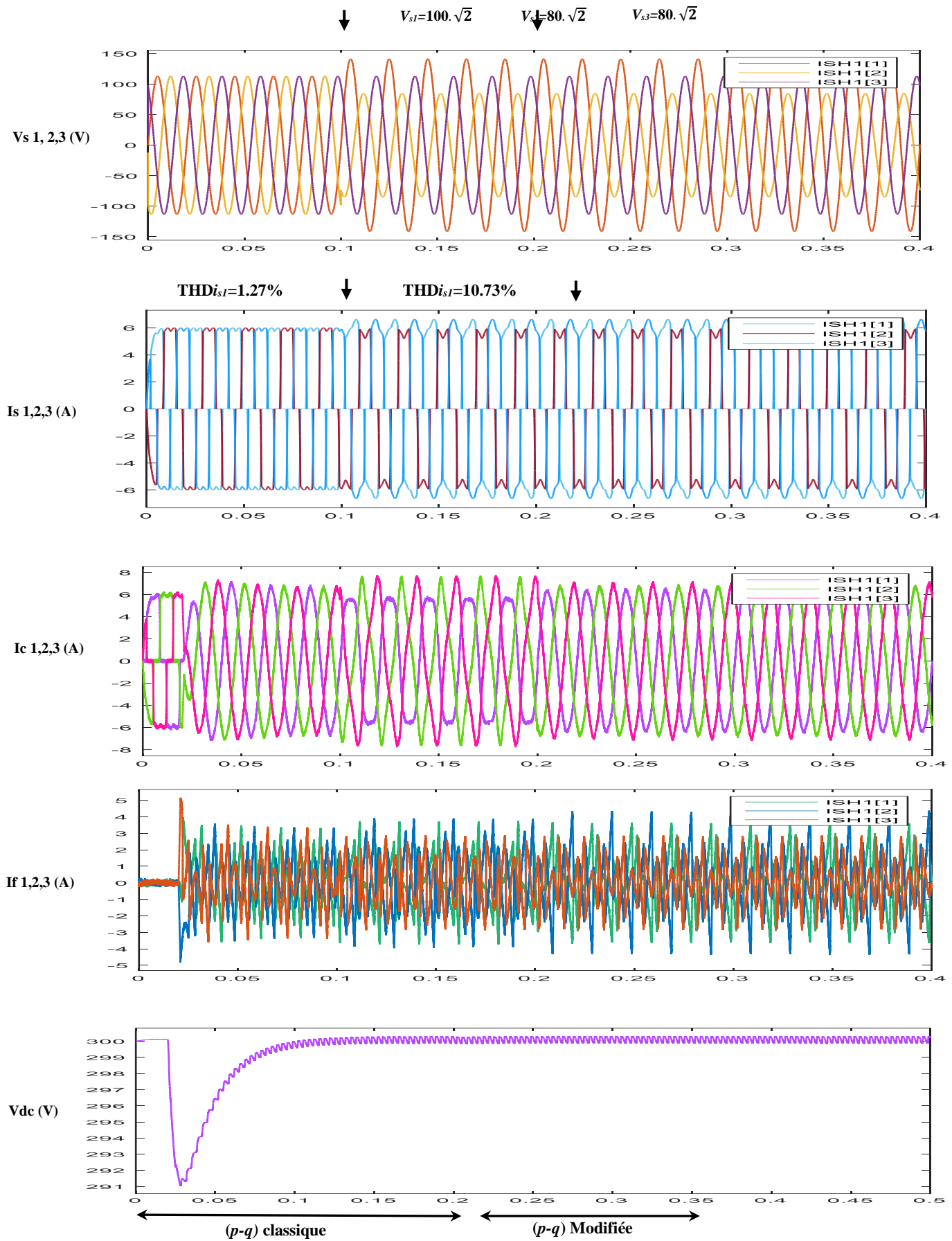
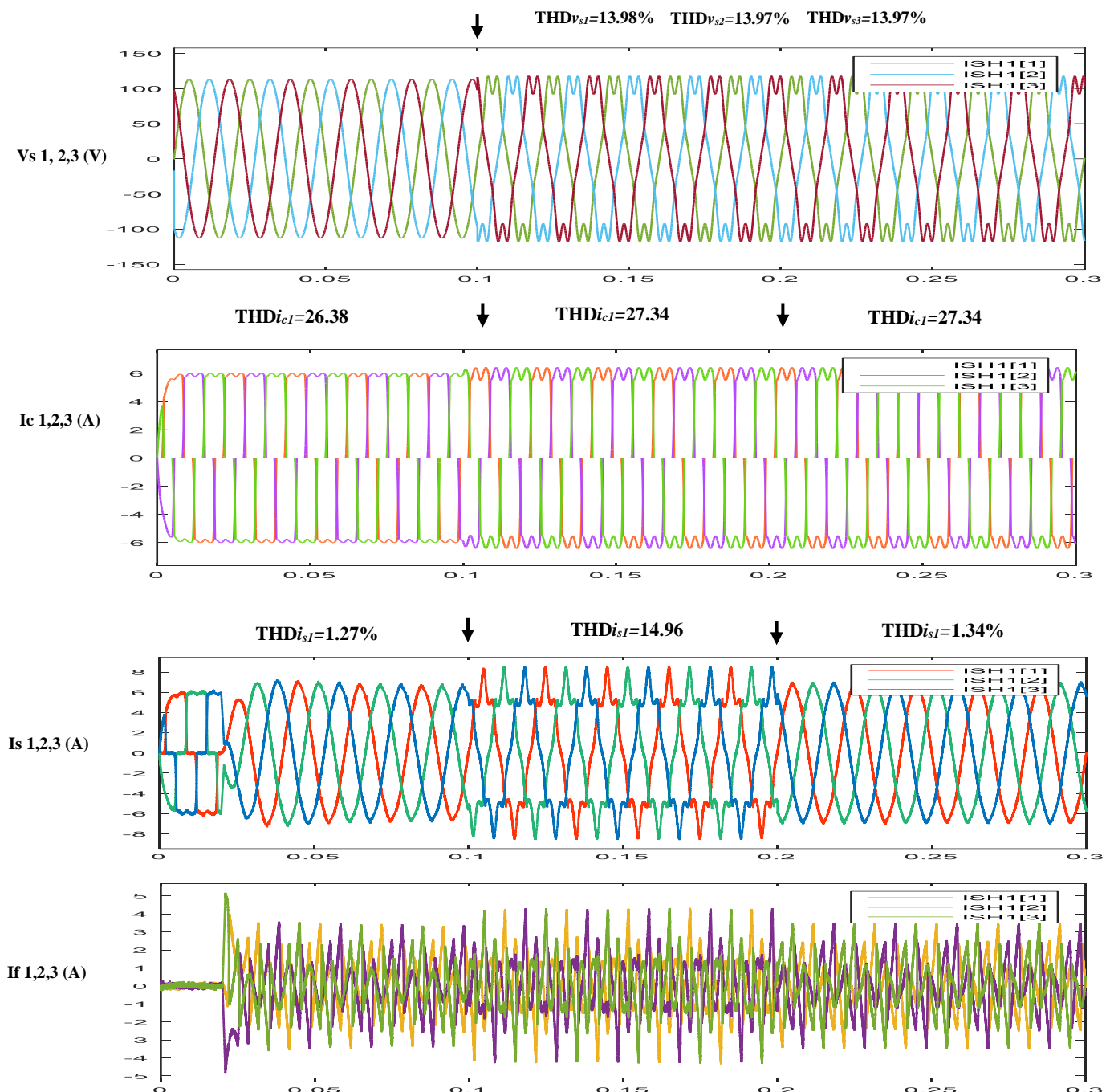


Figure. III.20. Comportement du FAP avec régime déséquilibré de réseaux

### III. 5.3.2. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau

La Figure. III.20 montre le comportement du filtre actif parallèle dans un réseau électrique distordue ( $THD_{V_{s1}}=13.98\%$ ,  $THD_{V_{s2}}=13.34\%$  et  $THD_{V_{s3}}=13.34\%$ ) avec les deux méthodes d'identifications (la méthode  $(pq)$  et  $(pq)$  modifiée). On constate que la méthode  $(p-q)$  modifiée donne un meilleur résultat en terme du THD et qualité de la forme d'onde après le filtrage par rapport la méthode  $(pq)$  classique, cette méthode modifiée est convient mieux pour ce type de réseau. Les résultats de comparaison entre les deux méthodes sont illustrés dans le Tableau.III.4.



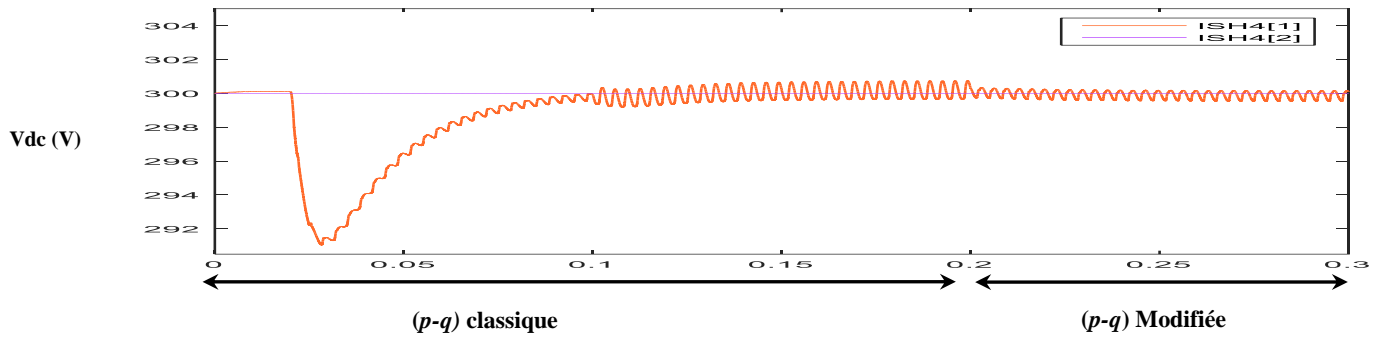
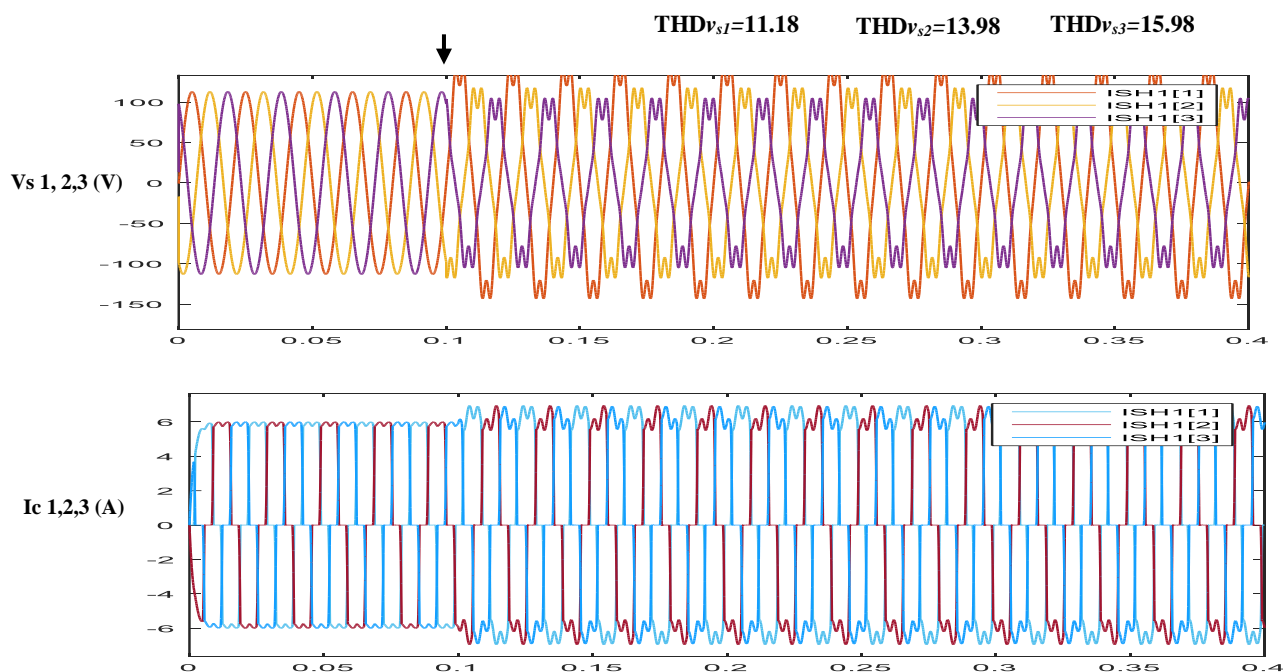


Figure. III.21. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau

### III. 5.3.3. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordue du réseau

La Figure. III.21 montre le comportement du filtre actif parallèle dans un réseau électrique déséquilibré distordue ( $THD_{v_{s1}}=11.18\%$ ,  $THD_{v_{s2}}=13.98\%$  et  $THD_{v_{s3}}=15.98\%$ ). On observe que la méthode  $(p-q)$  modifiée est permet d'avoir de rendre les courant de réseau sinusoïdale et équilibré au même temps, aussi la THD du courant de source obtenu par cette méthode est 1,70% par contre la méthode  $(pq)$  classique donne un THD de 18,94%. On peut constater que dans un réseau déséquilibré-distordue, la méthode  $(pq)$  modifie est convient mieux pour extraire les courant harmonique nécessaire pour commander le FAP. Le Tableau. III.4 résume les résultats de comparaison entre les deux méthodes.



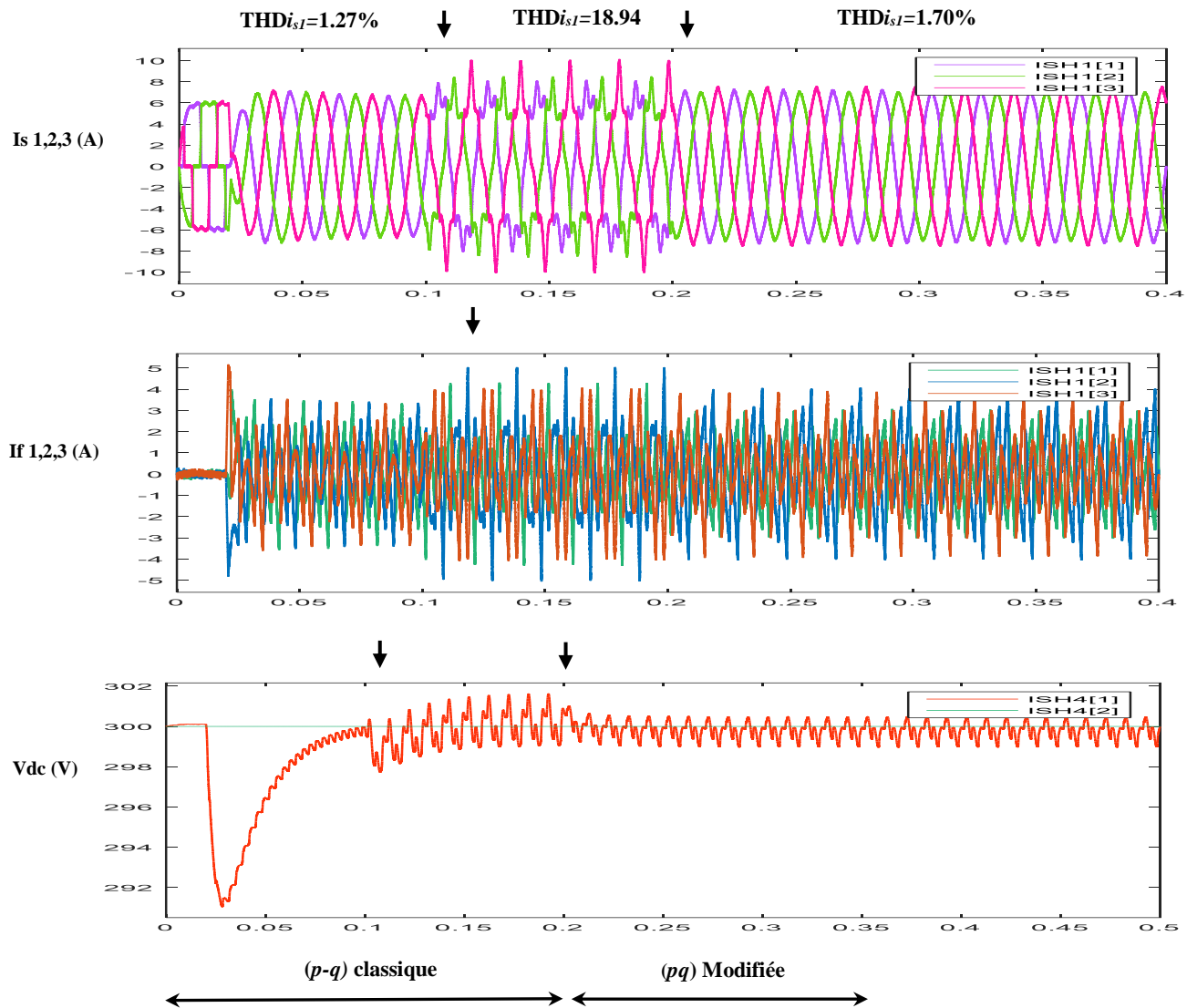


Figure. III.22. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordu du réseau

Type de charge	Charge inductive ( $R_d=30\Omega$ , $L_d=50mH$ ) avec $V_{dc}=300V$				
Type de commande	Courants de source	Méthode ( $pq$ )		Méthode ( $pq$ ) modifié	
THD & RMS		THDi <sub>s</sub>	RMSi <sub>s</sub>	THDi <sub>s</sub>	RMSi <sub>s</sub>
Réseau triphasé équilibré	$i_{s1}$	1.27%	4.57A	1.31%	4.57A
	$i_{s2}$	1.27%	4.57A	1.31%	4.57A
	$i_{s3}$	1.27%	4.57A	1.34%	4.57A
Réseau Triphasé Distordue	$i_{s1}$	15.08%	4.86A	1.44%	4.73A
	$i_{s2}$	15.05%	4.86A	1.43%	4.73A
	$i_{s3}$	15.04%	4.87A	1.43%	4.73A
Réseau triphasé déséquilibré	$i_{s1}$	10.73%	4.86A	1.61%	4.77A
	$i_{s2}$	11.12%	4.9A	1.42%	4.76A
	$i_{s3}$	10.81%	4.9A	1.71%	4.77A
Réseau triphasé déséquilibré et distordue	$i_{s1}$	18.94%	5.17A	1.74%	4.95A
	$i_{s2}$	18.34%	4.99A	1.57%	4.93A
	$i_{s3}$	19.71%	5.21A	1.87%	4.97A

**Tableau. III.4.** Performances de la méthode ( $pq$ ) modifiée par rapport la méthode ( $pq$ ) classique

D'après les résultats affichés dans le Tableau. III.4 pour une charge inductive avec différents type de réseau pour une  $V_{dc}$  de 300V, on peut conclure que la méthode ( $pq$ ) modifiée donne une meilleur avec différents régime de réseau électrique. Aussi on peut constater que le filtre actif parallèle est convient mieux pour des charge de caractères inductive.

### III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure générale du filtre actif parallèle, le dimensionnement du filtre actif parallèle en terme de puissance a été discuté, le choix des éléments constituant le FAP telle que, inductance de couplage, condensateur du bus continu et la tension du bus continue ont été présenté. Dans cet étude, nous avons choisi la méthode de puissances instantané modifie par le FMV pour générer les courants harmoniques de références. Le maintien constant de la tension du bus continu avec sa valeur de référence a été assuré par un régulateur flou. De plus nous avons choisi la commande hystérisés, qui sert pour générer les signaux de commutations des semi conducteurs de l'onduleur de tension du filtre actif, en raison de sa simplicité de mise en ouvre.

La méthode de puissance instantanée ( $pq$ ) modifie en système triphasé a été examiné avec différents régimes de tension de réseau, avec une source d'alimentation photovoltaïque et à traves les résultats de simulation obtenus dans l'environnement Matlab/ Simulink, nous pouvons constater les points suivantes :

1. Dans un régime (sinusoïdale-équilibré) du réseau, la méthode ( $pq$ ) présente un effet compensateur meilleur avec un faible THD du courant de source, même dans les conditions dynamique. Mais cet effet compensateur est perdu dans le cas où le régime des tensions de réseau est changé.
2. La méthode de puissance instantanée ( $pq$ ) modifie présente un effet compensateur excellent avec différent régime de tension du réseau,
3. La qualité de filtrage actif est dégradée lorsque la tension du bus continue est diminuée, parce que la puissance de filtre actif est insuffisante compenser la totalité des harmoniques. Cet effet est augmenté dans un réseau électrique moyen tension.
4. L'insertion d'un condensateur de filtrage fortement capacitive à la sortie du PD3, conduit à dégrader la qualité du filtrage du filtre actif de manière significatif. Ce qui signifie que le FAP est convient mieux pour des charge inductive
5. La méthode ( $pq$ ) modifie en monophasé donné une qualité de filtrage meilleur.
6. Les résultats expérimental, obtenu par la méthode ( $pq$ ) modifie dans système de filtrage actif triphasé en régime équilibré, montre bien l'efficacité de filtrage actif par cette méthode modifie. L'alimentation du FAP triphasé avec une source photovoltaïque avec différent valeur de clairement sera l'objet du prochain chapitre.

# *Chapitre IV :*

*Etude et analyse des fonctionnalités du filtre actif parallèle triphasé alimenté via un générateur photovoltaïque (GPV)*

## IV.1. Introduction

Une source d'énergie renouvelable est une source qui peut être considérée comme non exploitable à l'échelle humaine en raison de la rapidité avec laquelle elle peut être réapprovisionnée. La principale source d'énergie renouvelable est le soleil (rayonnement), phénomène naturel régulier ou constant. L'une des sources d'énergie les plus intéressantes est le photovoltaïque (PV), non seulement renouvelable mais aussi inépuisable et non polluant. Ces qualités distinctives ont contribué à la création de l'électricité photovoltaïque. Les éléments constitutifs des systèmes PV sont les modules photovoltaïques, qui sont des dispositifs semi-conducteurs qui transforment le rayonnement solaire incident en énergie électrique. L'énergie photovoltaïque est fortement influencée par la température et le rayonnement solaire. Leur taux de production varie en fonction des différents niveaux de température et d'irradiation.

Les cellules photosensibles et connectées entre elles constituent des modules solaires photovoltaïques. Chaque cellule convertit le rayonnement solaire en électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Les caractéristiques électriques des modules photovoltaïques sont fournies par le fabricant sous forme de courbes. Ces derniers montrent souvent comment le courant et la puissance ont changé par rapport à la tension du module. Cette caractéristique électrique particulière a un point unique connu comme le point de puissance maximale, ou MPP en anglais (ou "Maximum Power Point" MPP). C'est le point de fonctionnement auquel le module fonctionne le mieux [67]. Dans ce chapitre, on présentera en premier lieu les caractéristiques de base et les modèles associés des cellules photovoltaïques nécessaires pour la conception du convertisseur de puissance et l'étude en simulation des MPPTs.

Ensuite on s'intéresse au raccordement des générateurs PV au réseau électrique via un FAP triphasé pour réaliser les tâches suivantes : l'amélioration de la qualité de l'énergie dans un réseau électrique pollué par des harmoniques, la correction du facteur de puissance, la gestion de l'énergie PV entre la charge et le réseau selon les besoins énergétiques de la charge.

## IV.2. Description de la topologie du FAP alimenté par source PV

La structure de la topologie du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque est montrée dans la Figure.IV.1, dans ce cas l'alimentation du bus continu  $C_{dc}$  a été assurée par un générateur photovoltaïque. L'hacheur survolteur soulève la tension du générateur photovoltaïque à une tension de référence du condensateur du bus continu du FAP. Ce hacheur survolteur, qui force également la circulation du courant dans le bus continu, remplit en fait également la fonction du contrôleur de point de puissance maximale, dont la sortie est le

rapport cyclique du signal MLI appliqué à l'interrupteur commandable (IGBT) du hacheur survolteur.[68].

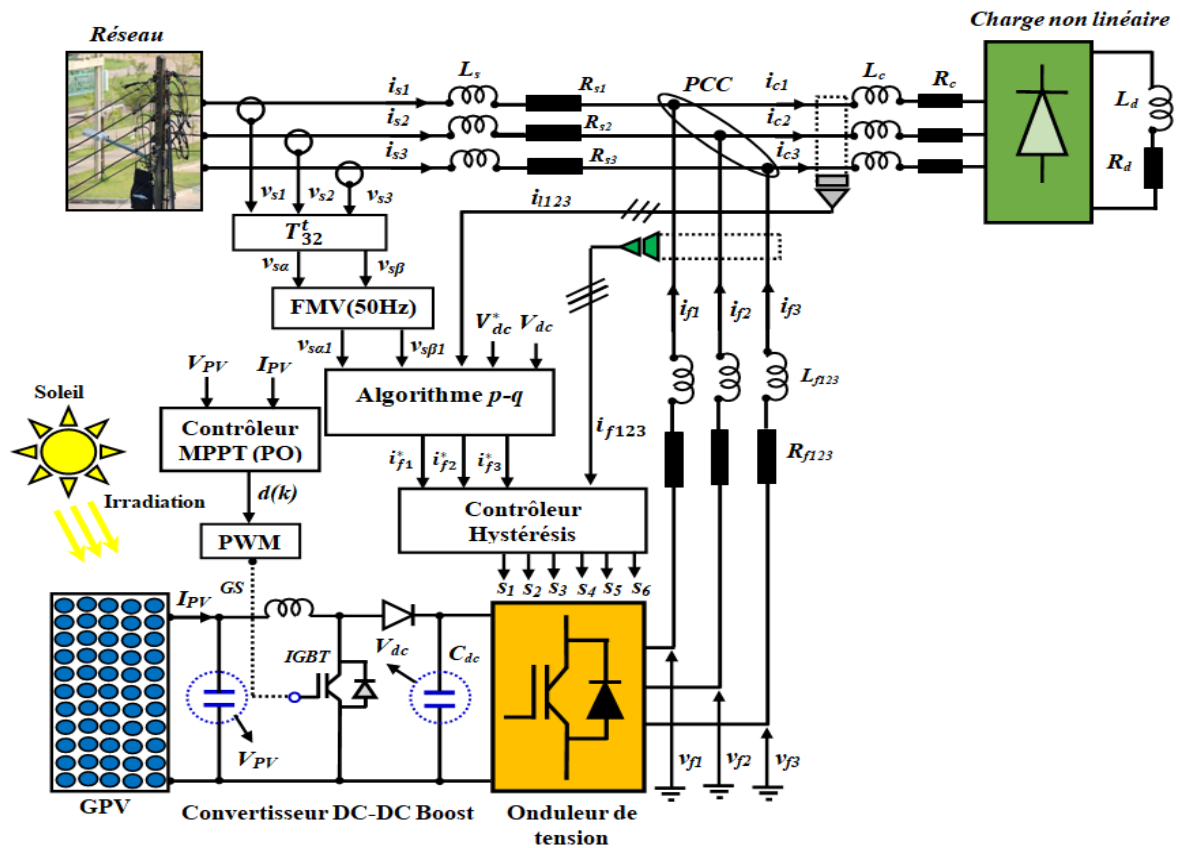
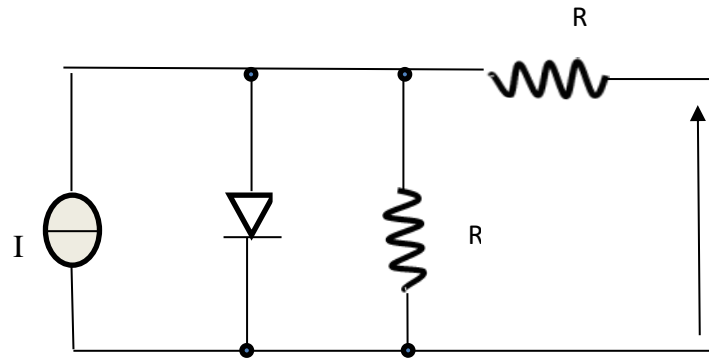


Figure.IV.1. Structure du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque.

### IV.3. Modèle électrique de la cellule photovoltaïque

Le choix du modèle à cinq paramètres, permet d'effectuer une analyse et une évaluation des performances du module photovoltaïque, les plus proches de la réalité, Ce modèle représente la cellule solaire comme source de courant qui modélise la conversion du flux lumineux en énergie électrique [69]. La résistance montées série  $R_s$  représente la résistance de contact et de connexion, une autre résistance en parallèle dite la résistance shunt  $R_p$  représente le courant de fuite. Une diode en parallèle qui modélise la jonction PN comme le montre la Figure. IV.2.



**Figure.**  
équivalent

**IV.2.** Schéma  
de la cellule

solaire à une diode

Le courant délivré par la cellule, dans le cas d'un modèle à une diode est donné par:

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left[ \exp\left(\frac{q(V+R_s I)}{A k T}\right) - 1 \right] - \frac{(V+R_s I)}{R_p} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

$I_{pv}$  (A) : photo courant de la cellule.

$I_s$ (A) : courant de saturation.

$T$ (K) : la température

$A$  : facteur d'idéalité

$q$  : la charge élémentaire ( $q=1.602 \cdot 10^{-19}$ C).

$K$ : constante de Boltzmann ( $K= 1.38 \cdot 10^{-38}$  J/K).

$R_s$  : résistance série.

$R_p$  : résistance parallèle.

D'après l'équation. (IV.1), Les caractéristiques électriques d'un générateur PV et la production de puissance varient fortement en fonction des paramètres métrologique à savoir la température et l'éclairement.

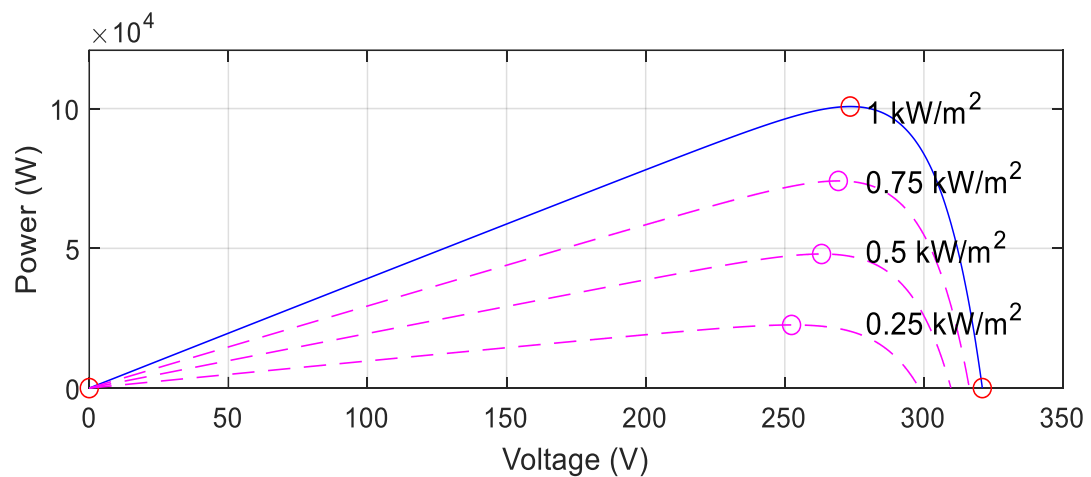
### IV.3.1. Caractéristiques électriques des cellules photovoltaïques

La puissance maximale générée par les cellules photovoltaïques varie en fonction de l'éclairement qui est l'intensité de la lumière solaire par unité de surface (éclairement du soleil  $W/m^2$ ) [70]. La variation typique de la puissance PV de sortie avec la tension de sortie pour différentes valeurs de l'éclairement est représentée par les caractéristiques P-V sur la Figure IV.3, on peut constater que :

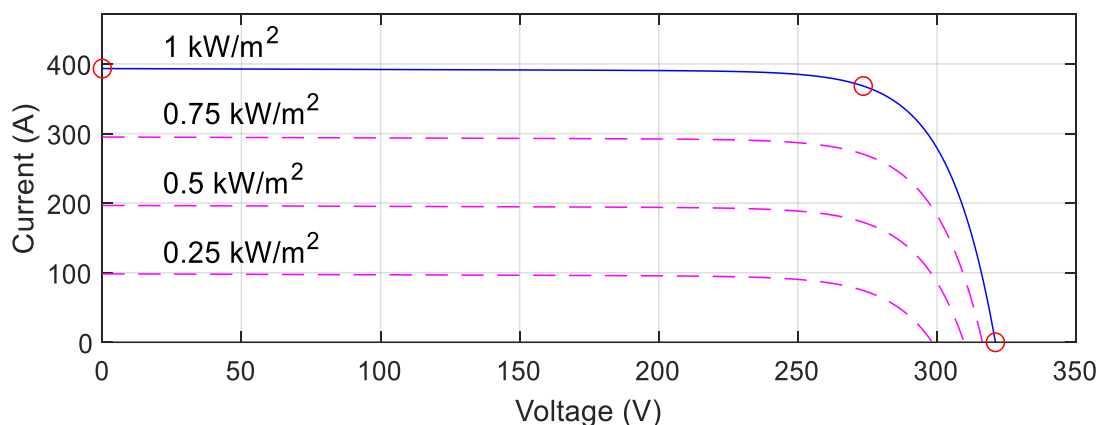
- ✓ La puissance maximale PV augmente lorsque le niveau d'éclairement du soleil augmente.

- ✓ Sous éclairage solaire constant, la puissance maximale de sortie de la cellule varie avec la tension de la cellule dans une gamme comprise entre zéro et la tension maximale de la cellule ( $V_{oc}$ ). Il n'y a aucune énergie générée lorsque la tension de la cellule est nulle. Alors la puissance de la cellule augmente avec la tension de la cellule (dans la plage 0% à 80% de  $V_{oc}$ ). Ensuite, la puissance de la cellule diminue rapidement et s'annule de nouveau. Les points maximaux de la puissance (MPP) des cellules PV sont dans la plage de tension de 60% à 90% de  $V_{oc}$ .

En pratique, les caractéristiques électriques des cellules PV sont généralement représentées par les courbes courant-tension ( $I-V$ ) car elles montrent directement la relation entre la tension et le courant des cellules.



**Figure. IV.3.** Caractéristique P-V d'une cellule PV



**Figure. IV.4.** Caractéristique I-V d'une cellule PV,  $I_{sc} = f(V_{oc})$

Les courbes de  $I-V$  sont représentées dans la Figure IV.4.4. et d'après cette dernière, on peut voir que:

- ✓ les augmentations des courants des cellules PV sont proportionnelles à l'éclairement solaire. Par exemple, le courant maximal de la cellule ( $I_{sc}$ ) augmente de 10% à 100% lorsque le niveau d'éclairement augmente de 10% à 100%.
- ✓ La tension de circuit ouvert augmente faiblement avec l'éclairement (augmentation de 80% à 100% lorsque l'éclairement augmente de 10% à 100%).
- ✓ sous éclairement solaire constant, le courant de sortie de la cellule varie de façon nonlinéaire avec la tension. Le courant reste à peu près constant dans la plage de tension de 0% à 75% de  $V_{oc}$ . Le courant de la cellule diminue rapidement lorsque la tension est supérieure à 75% de  $V_{oc}$  et devient nulle à  $V_{oc}$  égale 100%.

Les caractéristiques puissance-tension sont utiles pour la conception d'un convertisseur de puissance afin de pouvoir toujours extraire la puissance maximale des cellules photovoltaïques. Les caractéristiques courant-tension sont utiles pour la conception d'un convertisseur de puissance afin de travailler avec des niveaux de tension et courant compatibles avec les caractéristiques de la cellule [71]

#### IV.4 Etage d'adaptation du GPV avec le réseau

La conception d'un étage d'adaptation permet aujourd'hui de relier aisément un générateur photovoltaïque (GPV) à une charge de type continue (DC) avec un rendement de conversion très élevé. En outre, les panneaux PV utilisés pour former un GPV ont une faible tension de sortie (25- 50) [72]. Alors, un convertisseur DC-DC est nécessaire pour augmenter cette tension basse à une tension continue entre 380 /400V pour la compatibilité en respectant les exigences de raccordement au réseau. En fait, le concept de cet étage correspond à la modélisation des fonctions basiques idéalisées d'un convertisseur à découpage continu-continu (DC/DC). L'utilisation de ces convertisseurs permet le contrôle de la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse qui dans notre cas va nous permettre de poursuivre le point de fonctionnement optimum. Les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu, dont le rôle primordial est de transformer une puissance d'entrée  $P_i = V_i \cdot I_i$  en une puissance de sortie  $P_o = V_o \cdot I_o$  avec un rendement de 100%. Dans ce travail un convertisseur survolteur (Boost) est utilisé.

##### IV.4.1. Convertisseur élévateur (hacheur Boost)

Le convertisseur Boost est connu sous le nom d'élévateur de tension. Le schéma de la Figure IV.5 représente son circuit électrique. Durant l'intervalle  $DT_s$ , le transistor  $S$  est fermé, le courant dans l'inductance  $L$  croît progressivement, jusqu'à la fin de l'intervalle. Ensuite, le

transistor IGBTs s'ouvre et l'inductance  $L$  s'opposant à la diminution de courant  $I_L$  génère une tension, qui s'applique sur la charge  $Z$  à travers la diode  $D2$  :

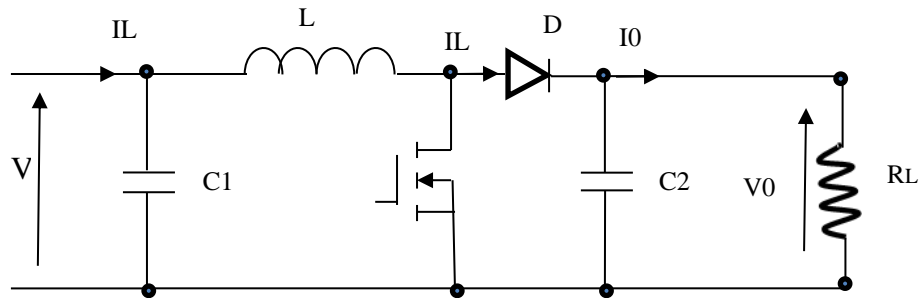


Figure. IV.5. Circuit électrique du convertisseur Boost.

#### IV.4.2. Modèle mathématique équivalent du convertisseur Boost

L'application des lois de Kirchhoff aux deux circuits équivalents (Figure IV.6) des deux phases de fonctionnement ( $S$  fermé et  $S$  ouvert) donne :

*Durant le premier intervalle  $DT_s$ :*

$$\begin{cases} i_{c1} = c_1 \cdot \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = c_2 \cdot \frac{dvo}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (IV.2)$$

*Durant le deuxième intervalle  $(1-D T)s$  :*

$$\begin{cases} i_{c1} = c_1 \cdot \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = c_2 \cdot \frac{dvo}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (IV.3)$$

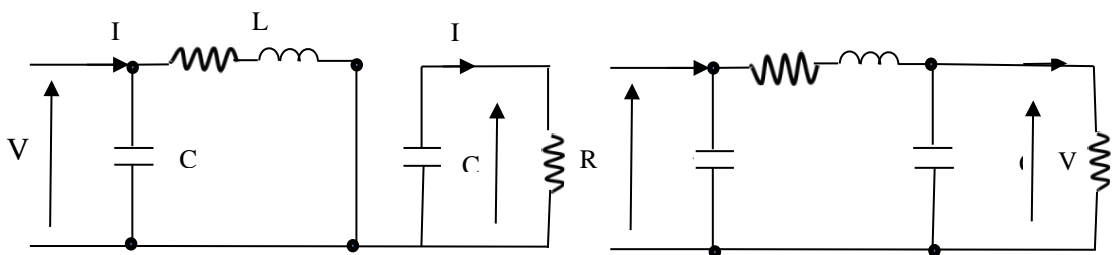


Figure. IV.6. Circuits équivalents du convertisseur Boost, a)  $S$  fermé, b)  $S$  ouvert.

En arrangeant les termes des équations précédentes (IV.2) et (IV.3), on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Boost.

$$\begin{cases} i_L = i_i - c_1 \cdot \frac{dvi}{dt} \\ i_0 = (1 - D)i_L - c_2 \cdot \frac{dvo}{dt} \\ v_i = (1 - D)v_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

## IV.5. Algorithmes de calcul du point de puissance maximum

La puissance électrique produite par un générateur photovoltaïque dépend fortement de l'ensoleillement et à un degré moindre de la température des cellules. Les panneaux photovoltaïques ne peuvent fournir une puissance maximale que pour une tension particulière et un courant bien déterminé. À cet effet, un dispositif de contrôle devra être intégré dans le circuit de commande de l'étage d'adaptation (convertisseur boost). Ce dernier doit être capable de faire fonctionner le panneau PV à sa puissance maximale [70]. Les GPV sont utilisés pour fournir de l'énergie à certaines applications électriques. Pour obtenir la puissance maximale du GPV, la technique MPPT (Maximum Power Point Tracking) est utilisée pour contrôler les variations des caractéristiques courant-tension (I-V) des cellules solaires [69].

Le principe de la MPPT est d'ajuster la tension (ou le courant) réelle de fonctionnement du GPV de façon à ce que la puissance réelle s'approche le plus possible, de la valeur optimale  $P_{max}$  [73]. Le problème est l'obtention du MPP et l'adaptation de la tension du GPV à celle de la charge. La MPPT est donc utilisée pour les objectifs suivants :

- ✓ Forcer le système à fonctionner au voisinage du MPP malgré les changements de l'environnement.
- ✓ Fournir un bon rendement de conversion.
- ✓ Maintenir la poursuite dans une large gamme de variation des conditions de climatiques (éclairage, température).
- ✓ Fournir une interface en sortie compatible avec le besoin de chargement de la charge.

En outre, le suivi du point MPP est essentiel pour la réussite de l'installation d'un système PV car il détermine la quantité maximale d'énergie qui peut être injectée dans le réseau ou bien utilisée directement dans les sites isolés par les convertisseurs photovoltaïques. Les algorithmes MPPT varient entre classique comme la technique perturbation et observation (P&O) jusqu'aux techniques intelligentes basées sur la logique floue et les réseaux neuronaux. Dans notre travail nous avons utilisé la technique perturbation et observation (P&O).

### IV.5.1. Algorithme de perturbation et observation (P&O)

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé. Comme son nom l'indique, il est basé sur la perturbation du système à travers l'augmentation ou la diminution de  $V_{ref}$  ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis par l'observation des effets de ces perturbations sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle  $P(k)$  du panneau est supérieure à la valeur précédente  $P(k-1)$  alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. Avec cet algorithme la tension de fonctionnement  $V$  est perturbée à chaque cycle du MPPT. Dès que le MPP sera atteint,  $V$  oscillera autour de la tension idéale de fonctionnement. Ceci cause une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une perturbation simple.

- ✓ Si la largeur du pas est grande, l'algorithme du MPPT répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes seront accrues relativement aux conditions stables ou lentement changeantes.
- ✓ Si la largeur du pas est très petite, les pertes dans les conditions de stabilité ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température ou de l'insolation.

La valeur pour la largeur idéale du pas  $\Delta d$  dépend du système; elle doit être déterminée expérimentalement. Le diagramme de l'algorithme de cette méthode est représenté sur la Figure IV.7. Cette méthode fournit un algorithme simple à la mise en œuvre [70],[71].

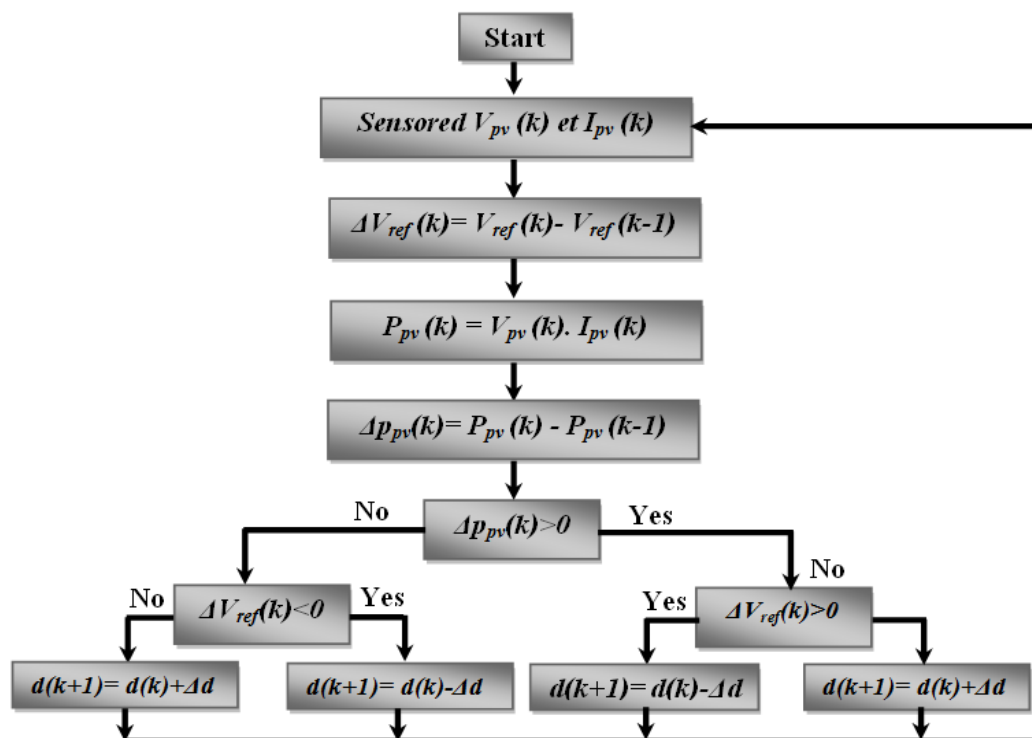


Figure.IV.7. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation

On peut déduire les cas possibles d'après la Figure.IV.7 comme suit :

- ✓ Si  $\Delta P = 0$ , la tension pour l'échantillon suivant  $V(k+1)$  ne sera pas modifiée puisque le système fonctionne au MPP;
- ✓ Si  $\Delta P > 0$  et  $\Delta V > 0$ ,  $V(k)$  est sur la gauche du MPP et le  $V(k+1)$  sera situé sur un point avec une valeur de tension plus élevée de façon à atteindre le MPP.
- ✓ Si  $\Delta P > 0$  et  $\Delta V < 0$ ,  $V(k)$  est sur la droite du MPP et le  $V(k+1)$  sera situé sur un point avec une valeur de tension inférieure de manière à atteindre le MPP.
- ✓ Si  $\Delta P < 0$  et  $\Delta V > 0$ ,  $V(k)$  est sur la droite du MPP et le  $V(k+1)$  sera situé sur un point avec une valeur de tension inférieure de manière à atteindre le MPP.
- ✓ Si  $\Delta P < 0$  et  $\Delta V < 0$ ,  $V(k)$  est sur la gauche du MPP et le  $V(k+1)$  sera situé sur un point avec une valeur de tension plus élevée de façon à atteindre le MPP.

#### IV.6. Résultats de simulation du comportement du FAP avec source PV

Le module photovoltaïque (BP MSX-150), est choisi pour la simulation. Il contient (72) cellules solaires du silicium multi cristallines, et fournit une puissance maximum nominale de 200W. Les caractéristiques physiques et électriques de ce panneau photovoltaïque sont données par le tableau suivant :

Caractéristiques physiques	BP MSX-150
Nombre de cellules en série ( $N_s$ )	<b><math>N_s=72</math></b>
Nombre de cellules en parallèle ( $N_p$ )	<b><math>N_p=1</math></b>
Caractéristiques électriques (STC)	<b>(<math>G_a=1000W/m^2</math>. <math>25^\circ C</math> AM 1.5)</b>
Puissance maximale ( $P_{max}$ )	<b>200w</b>
Tension au point maximale ( $V_{mpp}$ )	<b>34.28V</b>
Courant au point maximal ( $I_{mpp}$ )	<b>7.375A</b>
Tension de court circuit ouvert ( $V_{oc}$ )	<b>26.5V</b>
Courant de court circuit ( $I_{sc}$ )	<b>8.21A</b>

**Tableau.IV.1.** Caractéristiques physiques et électriques du générateur PV utilisé

Le schéma complet du système PV-FAP mis en œuvre est montré dans la Figure.IV.1. Ce système PV-FAP sera implémenté par simulation (Matlab/Sumulink), nous avons varié du clairement pour envisager le comportement du FAP avec source. La commande de ce système se fait par les mêmes commandes du système précédent. Les paramètres du système photovoltaïque, sur laquelle nous avons examiné le comportement du filtre actif avec une source photovoltaïque, sont donnés dans le Tableau.IV.2. Dans un premier temps, le système global

(GPV/FAP, réseau, charge polluante) a été simulé pour plusieurs niveaux d'éclairement en régime permanent la charge polluante restant identique.

Paramètres	Valeurs et unités
$f_c$ (Boost)	15KHz
MPPT -PI	$K_p=0.16, K_I=0.53$
$C_d$	2300 $\mu$ F
$L_h$	10mH
$R_d$	100 $\Omega$
$L_d$	15mH

Tableau.IV.2. Paramètres du système photovoltaïque-FAP adopté dans la simulation

#### IV.6.1. Analyse des Fonctionnalités du FAP avec GPV avec des tensions de réseaux sinusoïdaux équilibrés

La Figure. IV.8. montre les formes d'ondes du courant absorbé par la charge, du courant et la tension de source, du courant injecté par le filtre actif et la tension du bus continu du FAP

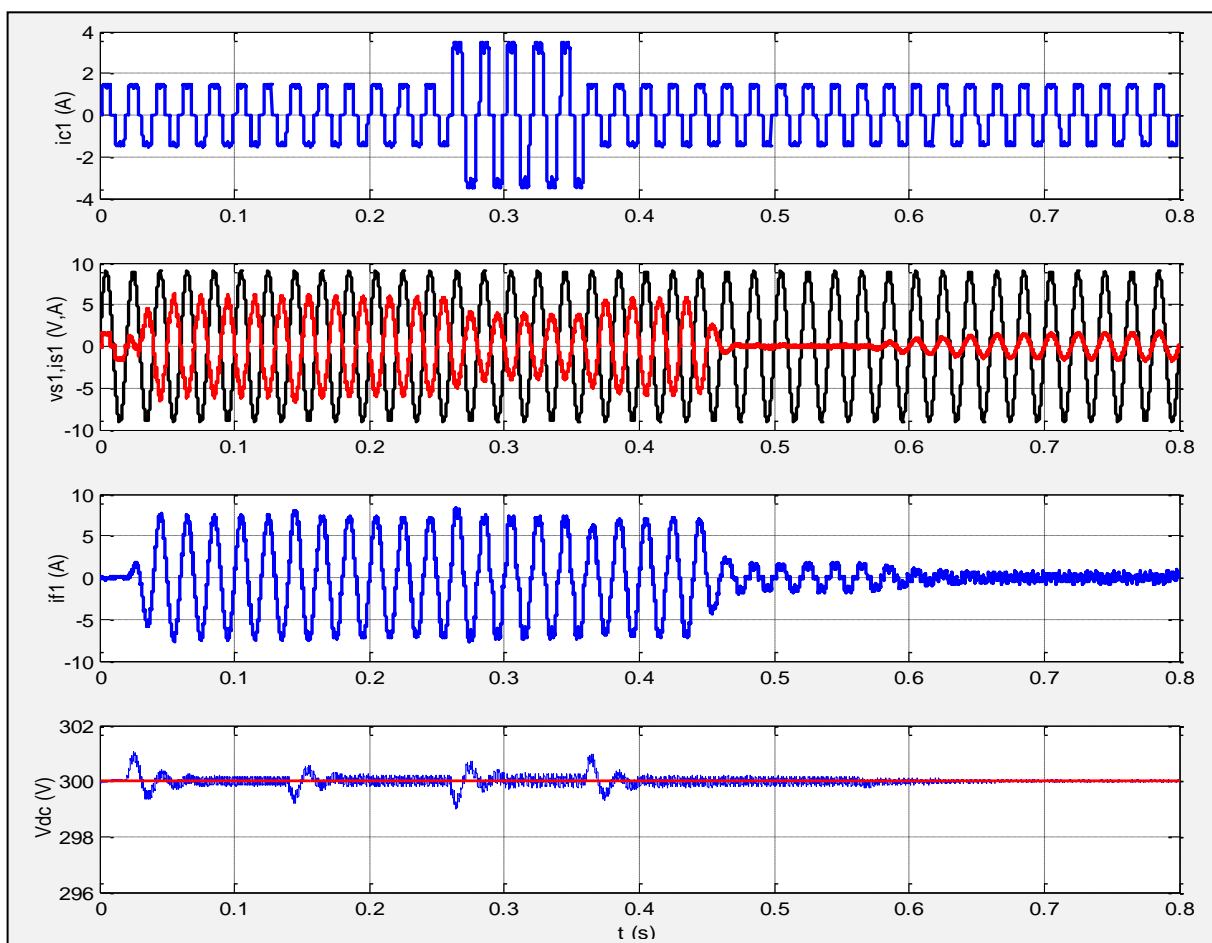
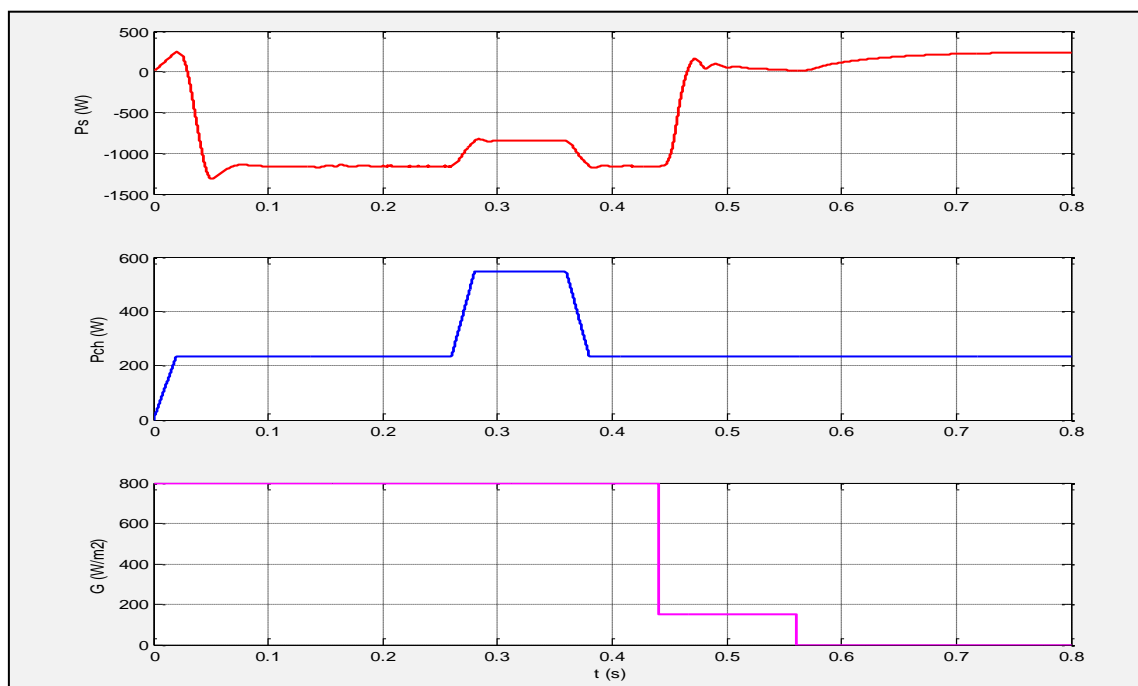


Figure.IV.8.Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairment.

D'après ces forme d'ondes, on peut constater ' mode de fonctionnement, ces mode sont partagés par des intervalles de temps en fonction de la valeur du claiement imposé, ils seront montrés dans les figures suivantes après ils seront discutés de manière compréhensif afin de montrer le comportement majeur du FAP associe avec générateur photovoltaïque.

La Figure. IV.9. montre la puissance active du réseau électric en fonction de la valeur du claiement et la charge non linéaire imposé, dont ce puissance est négative pour un claiement de  $800\text{w}/\text{m}^2$ , après sera nulle pour un claiement de  $150\text{w}/\text{m}^2$  et positif pour un claiement nul. Chaque changement de signe de la puissance signifie un mode de fonctionnement spécifique du système FAP-PV.



**Figure.IV.9.** Puissance active de la charge et réseau en fonction du claiement

### 1. $E=800\text{W}/\text{m}^2$

La Figure.IV.10. montre le fonctionnement du système FAP-PV dans l'intervalle [0s-0.28s], le claiement est fixé à  $800\text{w}/\text{m}^2$ , avant d'appliqué les courants de charge, on remarque que le courant injecté par le filtre est purement sinusoïdale avec un faible THD de 2,2% , aussi le courant de source est déformé, son THD est 8.54%, et en opposition de phase avec la tension de réseau ce qui signifie que la puissance réactive est compensée, on peut constater que le filtre actif injecte seulement le fondamentale généré par le système PV.

Après l'application des courant de charge à l'instant  $0.15\text{s}$ , on remarque que la forme d'onde du courant de source est sinusoïdale et présente un THD de 2.62%, et le courant injecté par le filtre est déformé, dont son THD est 6.64%, ce qui signifie que filtre actif injecte le fondamentale et les harmoniques.

La tension  $V_{dc}$  est maintenue autour de sa valeur de référence 300V. On peut constater dans ce cas que le générateur photovoltaïque est alimenté la charge non linéaire par le besoin en puissance et l'excès de cette puissance est injecté au réseau. Le signe négatif du courant de source indique que le réseau ne fournit aucune puissance pour la charge et lui aussi c'est récepteur.

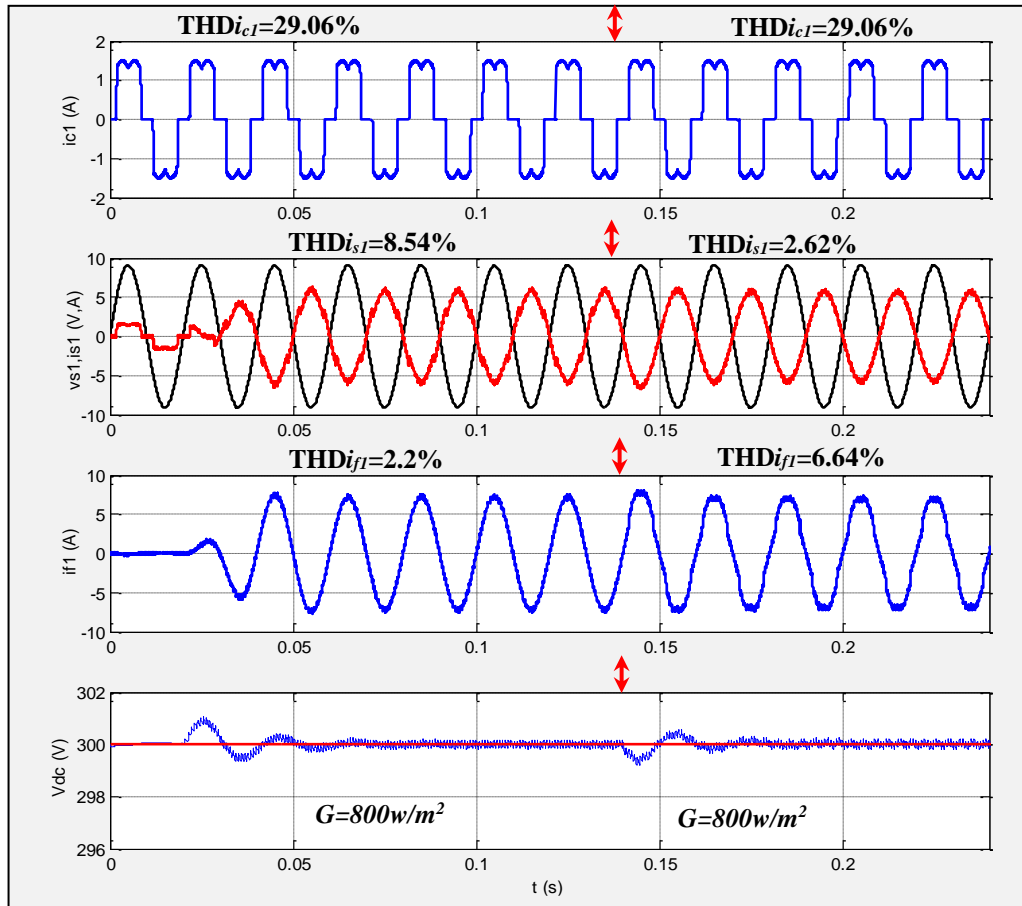


Figure.IV.10. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,28s]

## 2. $E=800W/m^2$ ( avec variation de charge)

La Figure. IV.11. Montre le fonctionnement du système sous un clairément de  $800W/m^2$  à l'instant  $0.26s$ , on remarque que le courant de source est diminué avec l'augmentation de du courant de charge, la forme d'onde du courant de source est restée sinusoïdale avec un THD de 4,85%, par contre la déformation du courant de filtre est augmenté, cette déformation est causée par l'augmentation des amplitudes des harmoniques injectés. On remarque aussi que la tension de source est en opposition de phase avec le courant de source ce qui signifie que le générateur photovoltaïque est assure l'alimentation de la charge non linéaire et le reste de puissance est injecté au réseau. La tension du bus continu est présente une fluctuation faible causé par cette variation et rapidement atteint le régime permanent.

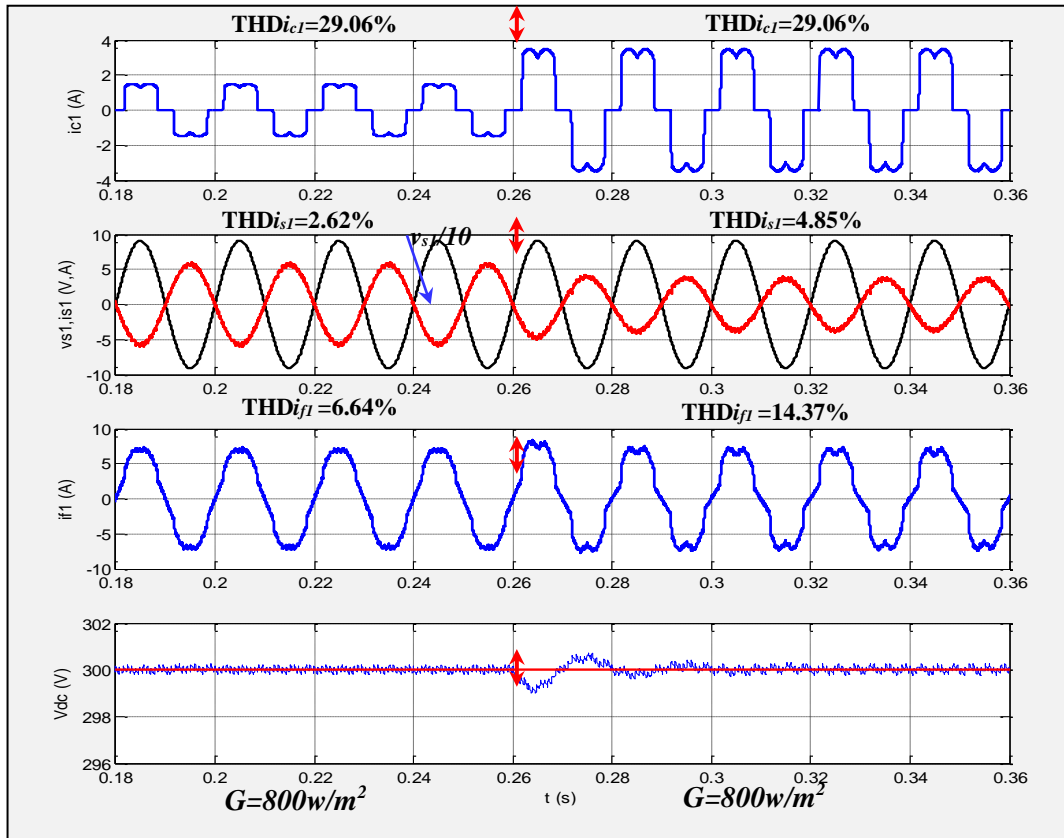


Figure.IV.11. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,18s-0,36s]

3.  $E=150W/m^2$

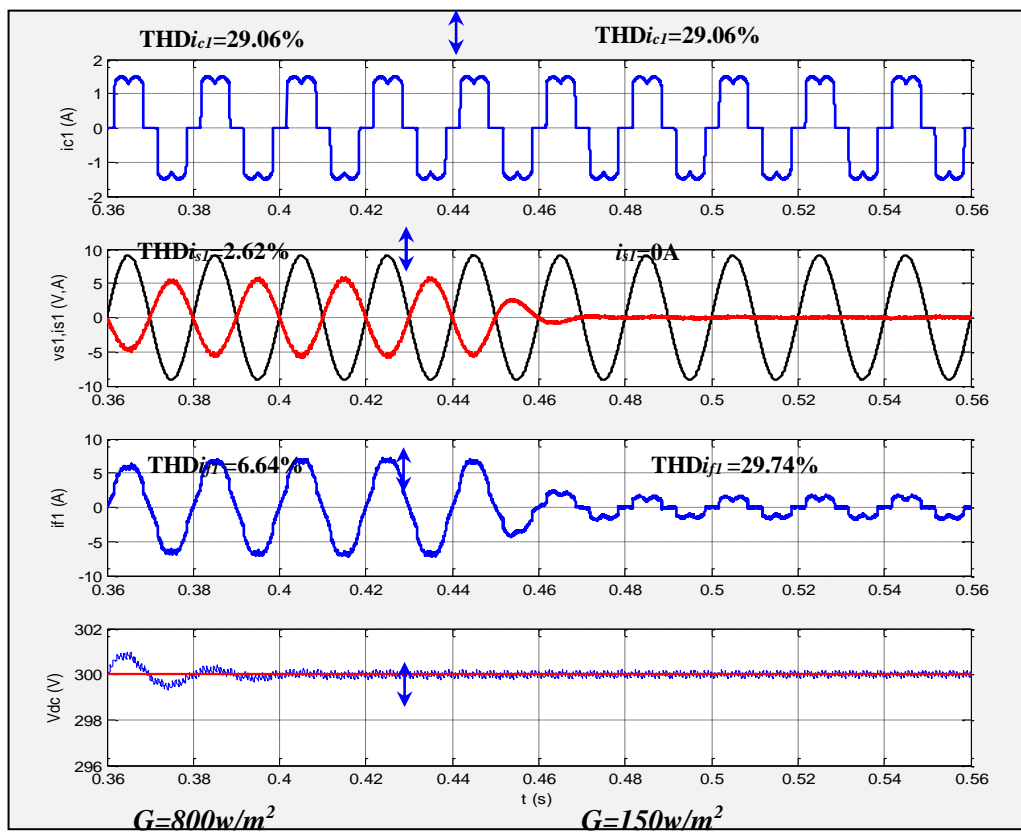


Figure.IV.12. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,36s-0,58s]

Dans la Figure.IV.12., et à l'instant 0,44s, on fait diminuer à  $150\text{W/m}^2$ , on remarque que le courant du réseau est nul et le courant injecté par le filtre est presque l'image du courant de charge, leurs THD est 29,06% et 29,74% respectivement. On peut constater que toute la puissance générée par le système PV est consommée par la charge non linéaire. Le courant de réseau est nul signifie que le réseau n'intervient pas dans cette opération (ni fourni, ni recevais).

#### 4. $E=0\text{W/m}^2$

La Figure.IV.13. Montre que, à l'instant 0,58s le courant de réseau est nul, le courant de réseau est devenu en phase avec la tension du réseau, ce qui signifie que la puissance réactive est compensée, la forme d'onde du courant du réseau est sinusoïdale ce qui signifie que le filtre actif injecte seulement les harmoniques. et le générateur photovoltaïque ne produit pas aucune puissance. Dans ce cas le système fonctionne seulement comme filtre actif parallèle.

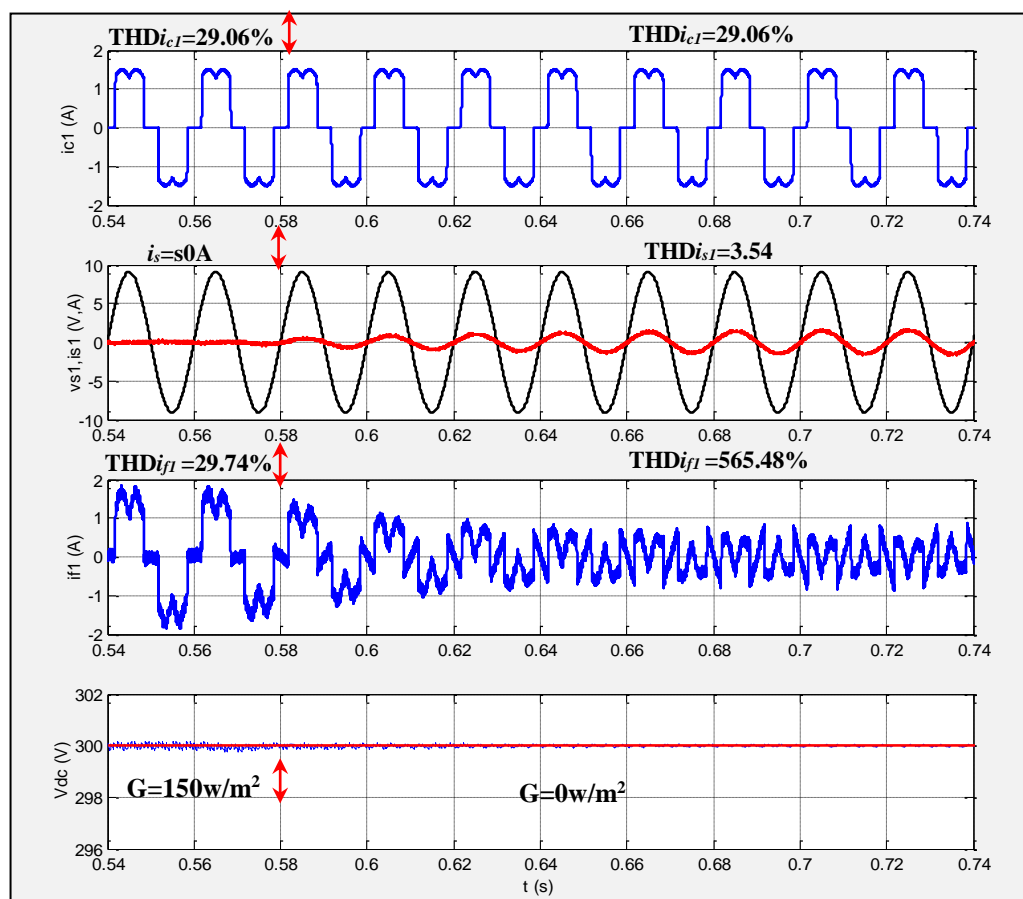
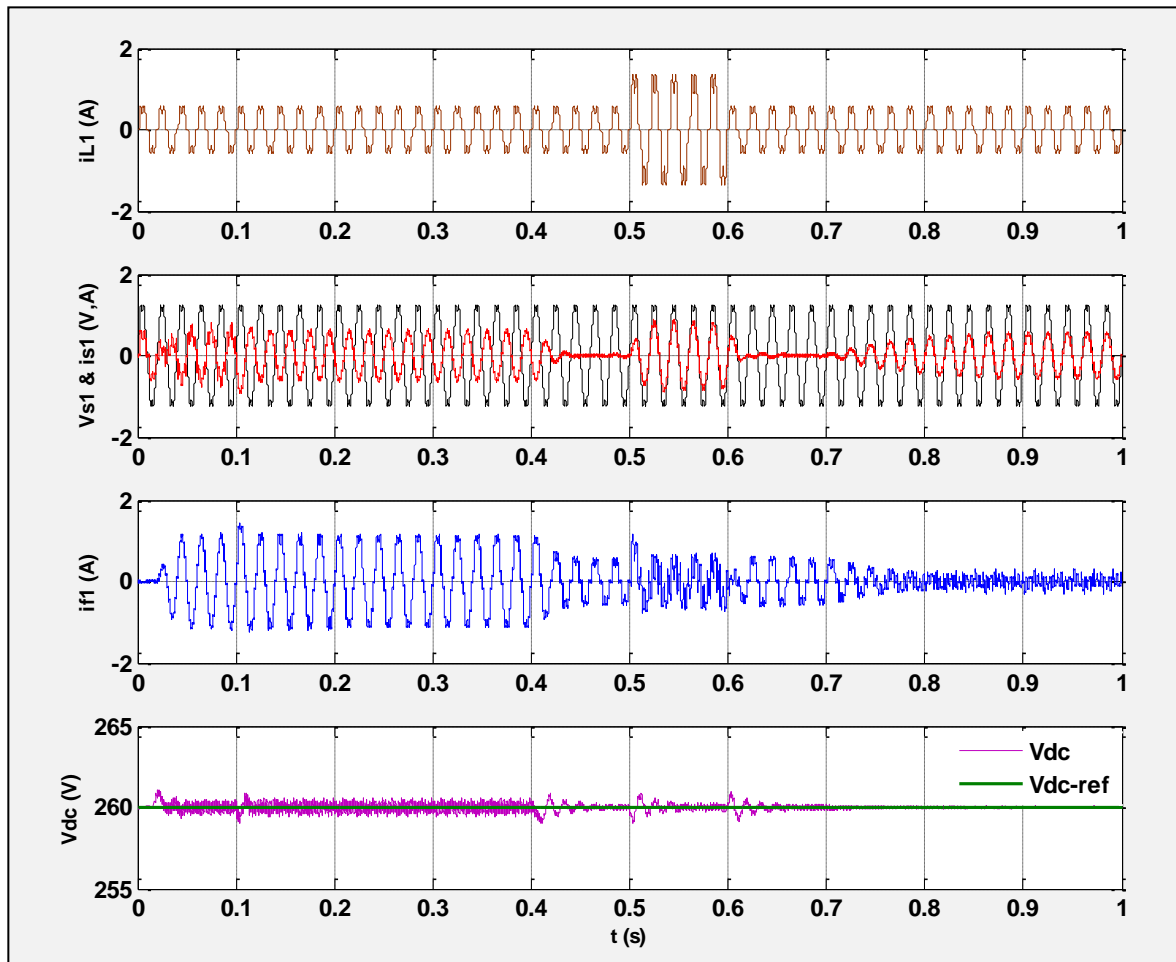


Figure.IV.13. Mode de fonctionnement [0,54s-0,74s].

### IV.6.2. Analyse des Fonctionnalités du FAP avec GPV sous des tensions de réseau distordues

La Figure. IV.14. Montre les formes d'ondes du courant absorbé par la charge, du courant et la tension de source, du courant injecté par le filtre actif et la tension du bus continu du FAP

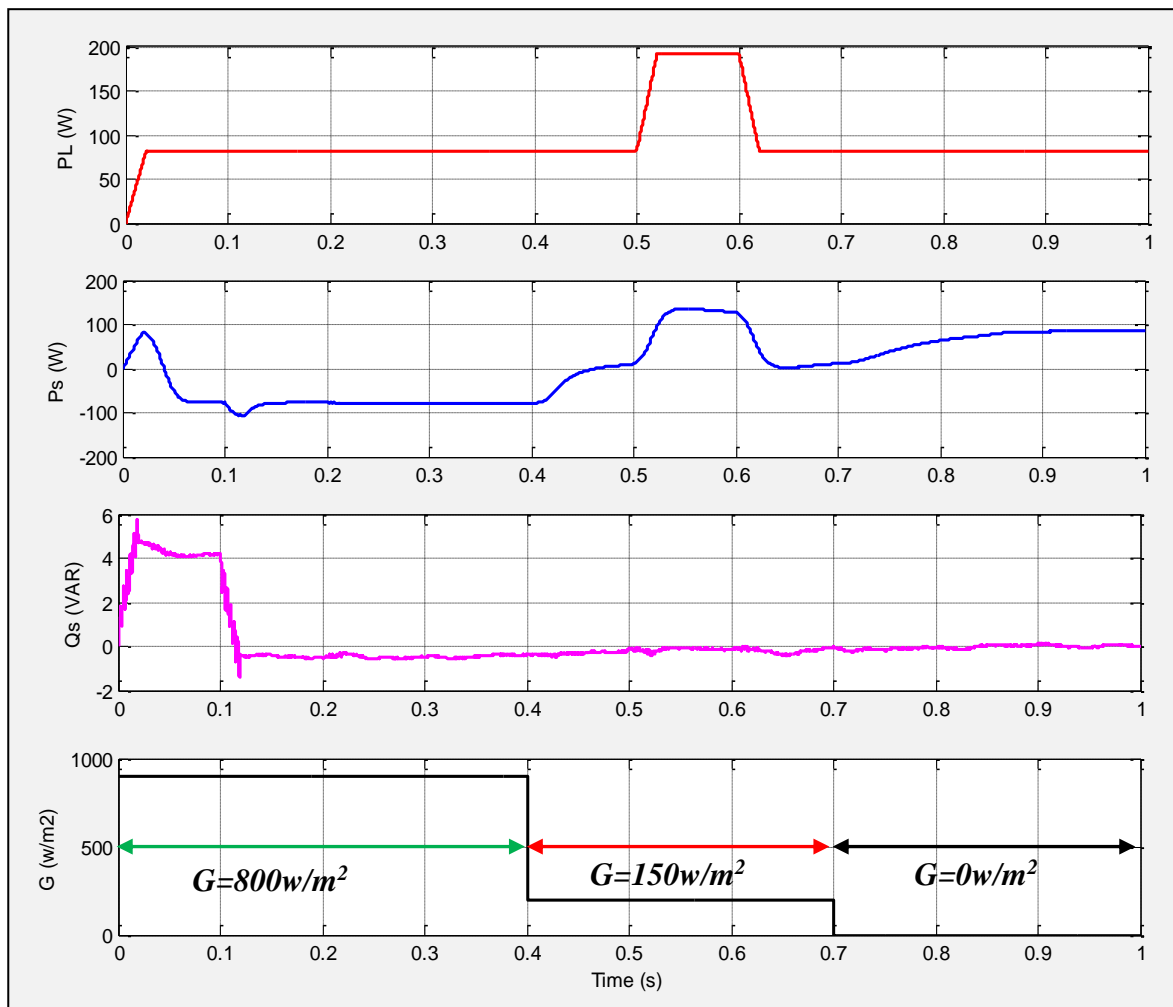


**Figure.IV.14.** Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairément.

D'après ces forme d'ondes, on peut constater mode de fonctionnent, ces modes sont partagés par des intervalles de temps en fonction de la valeur du clairément imposé, ils seront montrés dans les figures suivantes après ils seront discutés de manière compréhensif afin de montrer le comportement majeur du FAP associe avec générateur photovoltaïque, sachant que la valeur de la résistance  $R_d$  est 200Ohm et la tension du bus continu est réglé 260Volt

La Figure. IV.15. montre la puissance active du réseau éclectique en fonction de la valeur du clairément et la charge non linéaire imposé, dont ce puissance est négative pour un clairément de  $800w/m^2$ , après sera positif pour un clairément de  $150w/m^2$  et positif pour un

clairement nul. Chaque changement de signe de la puissance signifie un mode de fonctionnement spécifique du système FAP-PV.



**Figure.IV.15.** Puissance active de la charge et réseau en fonction du clairément

**1.  $E=800W/m^2$**

La Figure.IV.16. montre le fonctionnement du système FAP-PV dans l'intervalle [0s-0.30s], le clairément est fixé à  $800w/m^2$ , avant d'appliqué les courants de charge, on remarque que le courant injecté par le filtre est purement sinusoïdale avec un faible THD de  $1.78\%$ , aussi le courant de source est déformé, son THD est  $33.35\%$ , et en opposition de phase avec la tension de réseau ce qui signifie que la puissance réactive est compensée, on peut constater que le filtre actif injecte seulement le fondamentale généré par le système PV.

Après l'application des courant de charge à l'instant  $0.10s$ , on remarque que la forme d'onde du courant de source est sinusoïdale et présente un THD de  $9.43\%$ , et le courant injecté par le filtre est déformé, dont son THD est  $15.89\%$ , ce qui signifie que filtre actif injecte le fondamentale et les harmoniques ( voire Figure.IV.17)

La tension  $V_{dc}$  est maintenu autour de sa valeur de référence 300V. On peut constater dans ce cas que le générateur photovoltaïque est alimenté la charge non linéaire par le besoin en puissance et l'excès de cette puissance est injecté au réseau. Le signe négatif du courant de source indique que le réseau ne fournit aucune puissance pour la charge et lui aussi c'est récepteur

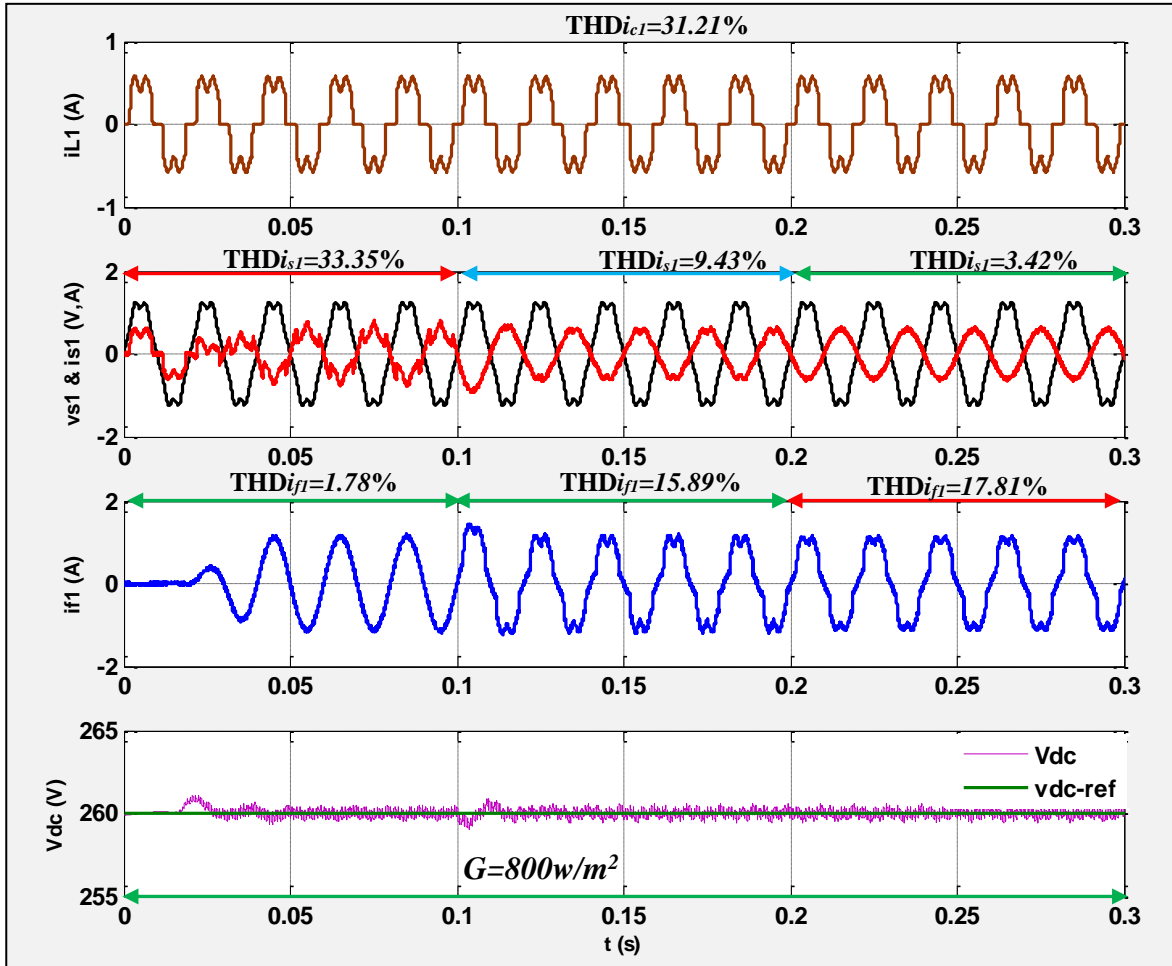
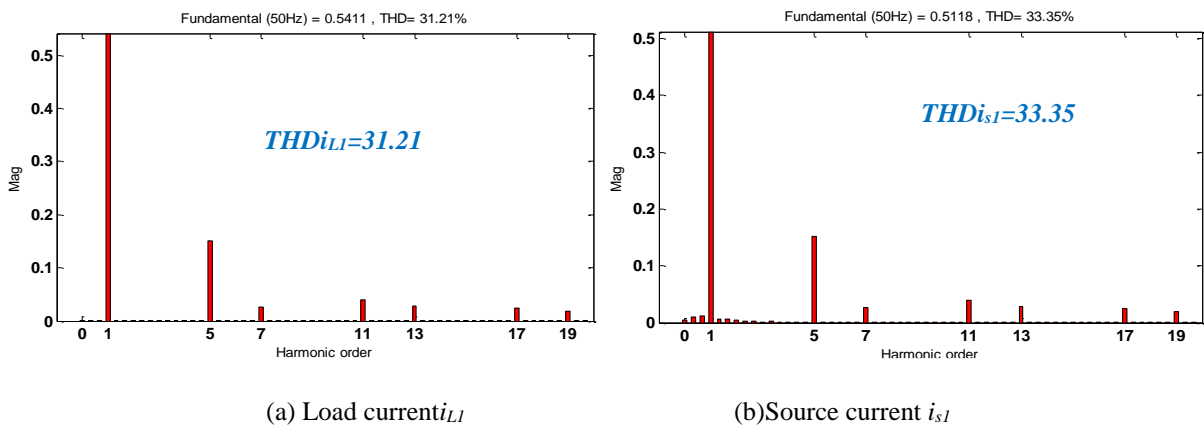


Figure.IV.16. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,30s]



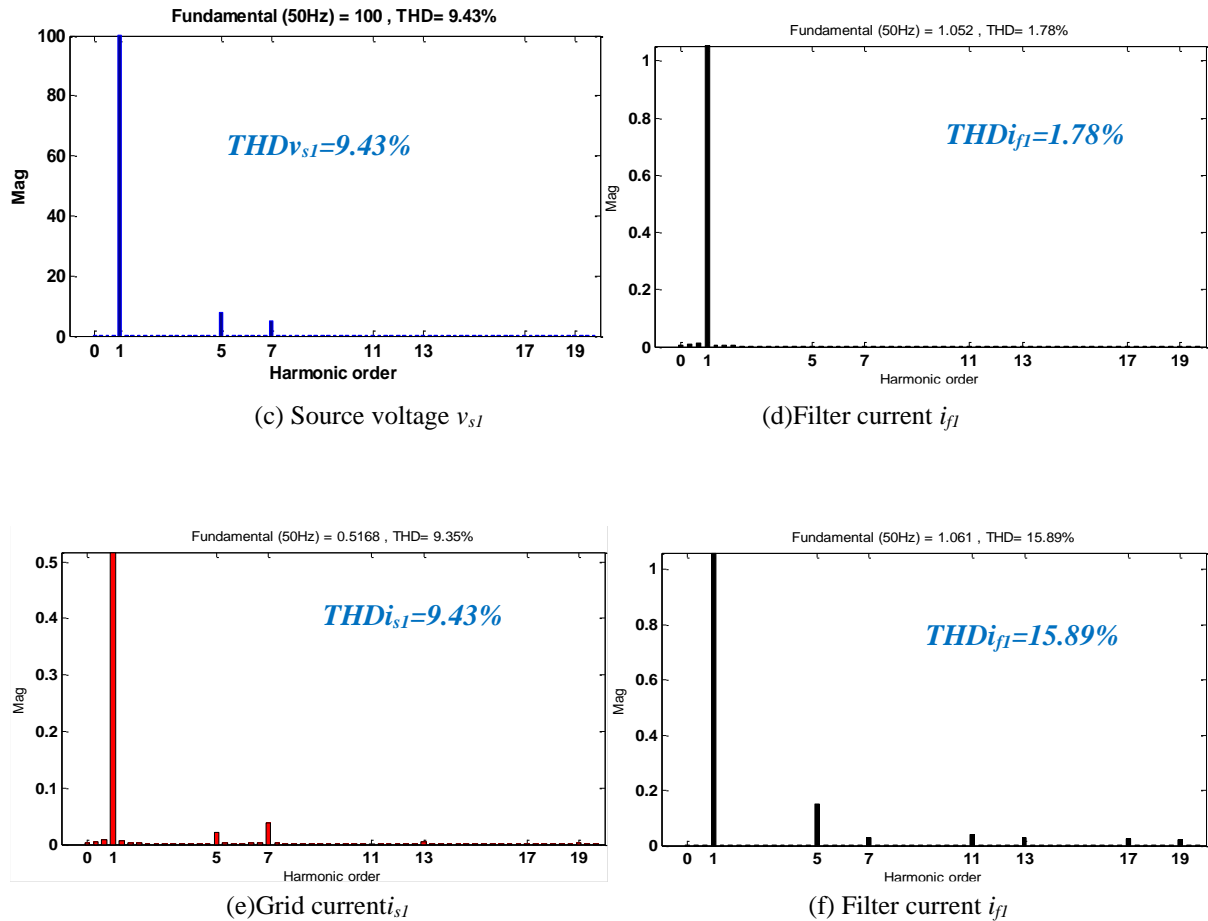


Figure.IV.17 (a-f). Spectre harmonique des courants.

2.  $E=800W/m^2$  (avec variation de charge) :

La Figure. IV.18. Montre le fonctionnement du système sous un clairment de  $800W/m^2$  d, à l'instant 0.30s, on remarque que le courant de source est diminué avec l'augmentation de du courant de charge, la forme d'onde du courant de source est restée sinusoïdale avec un THD de 3.42%, par contre la déformation du courant de filtre est augmenté avec une THD de 17.81% (voire Figure.IV.19), cette déformation est causée par l'augmentation des amplitudes des harmoniques injectés. On remarque aussi que la tension de source est en opposition de phase avec le courant de source ce qui signifie que le générateur photovoltaïque est assure l'alimentation de la charge non linéaire et le reste de puissance est injecté au réseau. La tension du bus continu est présente une fluctuation faible causé par cette variation et rapidement atteint le régime permanent.

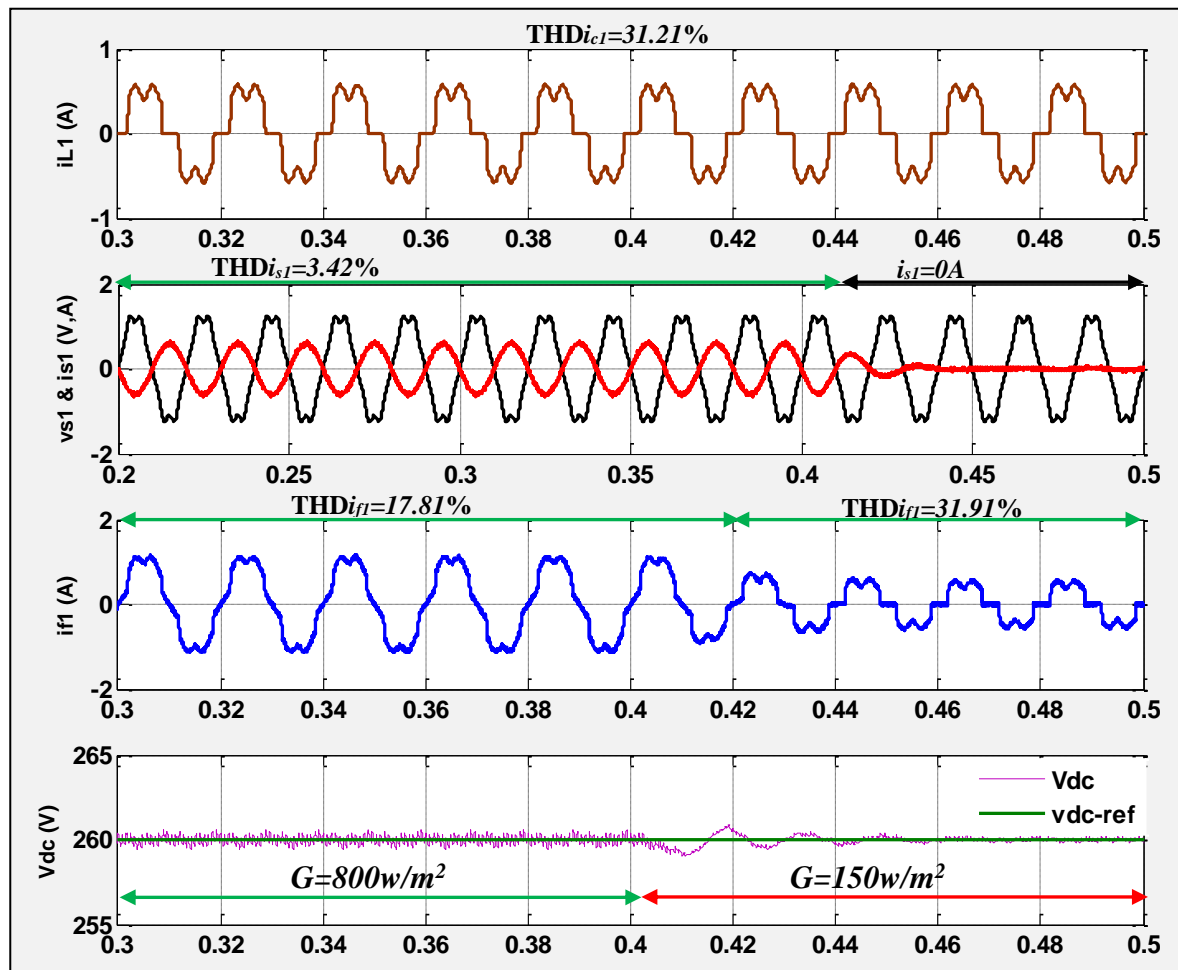


Figure. IV.18. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,30 s-0,50s]

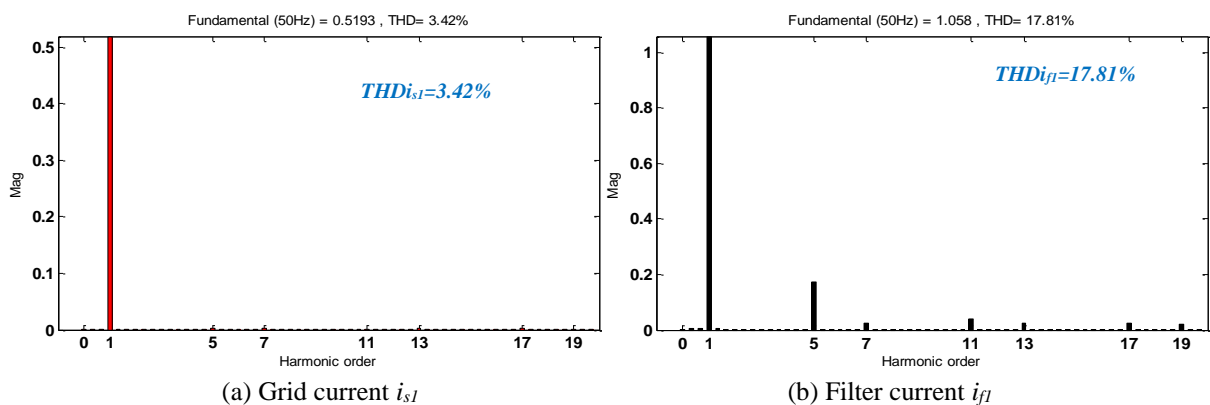


Figure. IV.19 (a-b). Spectre harmonique du courant de source avant et après le filtrage.

### 3. $E=150W/m^2$ (avec variation de charge)

Dans la Figure. IV.20., et à l'instant 0,40s, on fait diminuer le rayonnement à  $150W/m^2$ , on remarque que le courant du réseau est nul et le courant injecté par le filtre est presque l'image du courant de charge, leurs THD est 29,06% et 29,74% respectivement. On peut constater que toute la puissance générée par le système PV est consommée par la charge non linéaire. Le

courant de réseau est nul signifie que le réseau n'intervient pas dans cette opération (ni fourni, ni reçois), et avec l'augmentation de la valeur du courant de charge par double, on remarque que le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau et le surplus de la puissance de charge a été compenser de réseau.

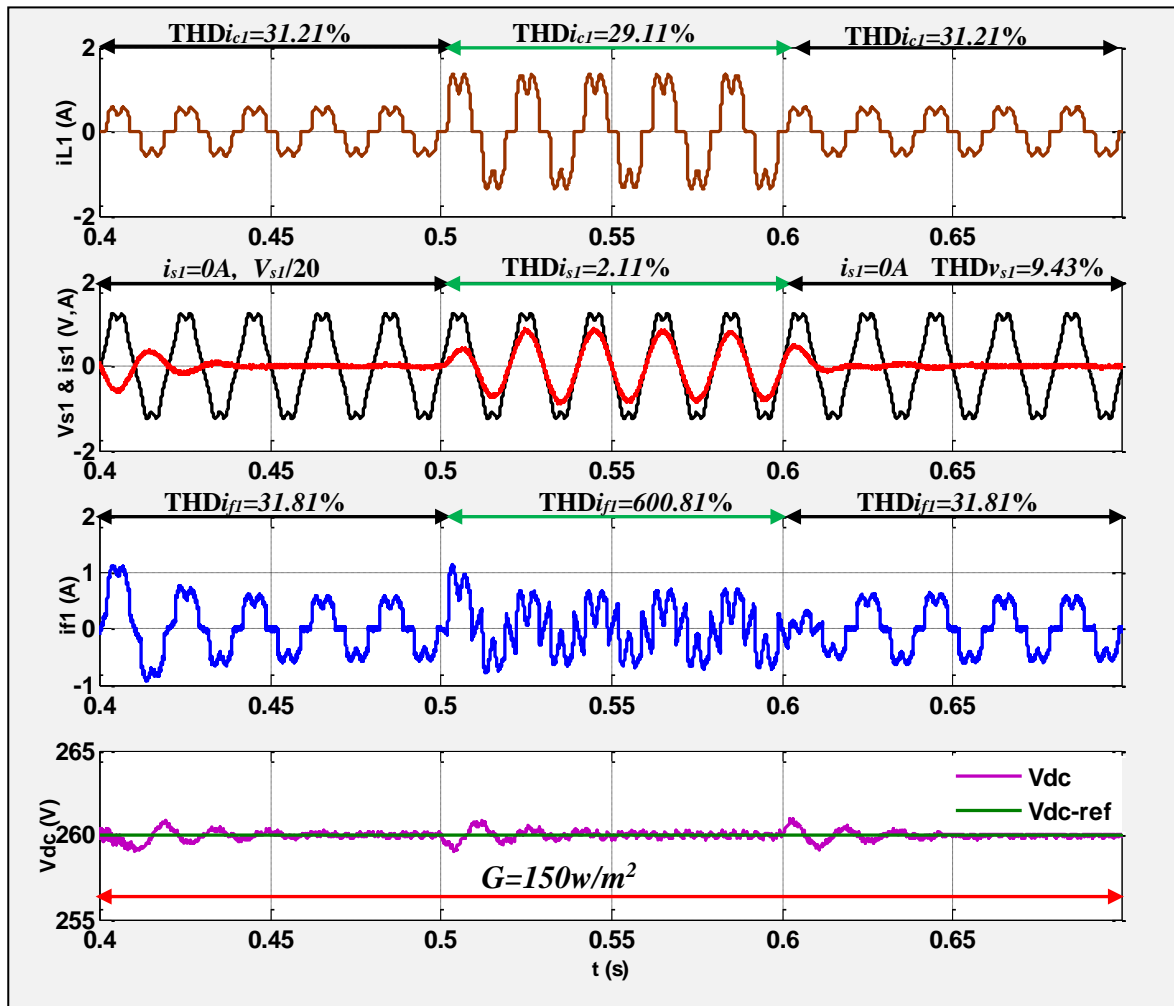
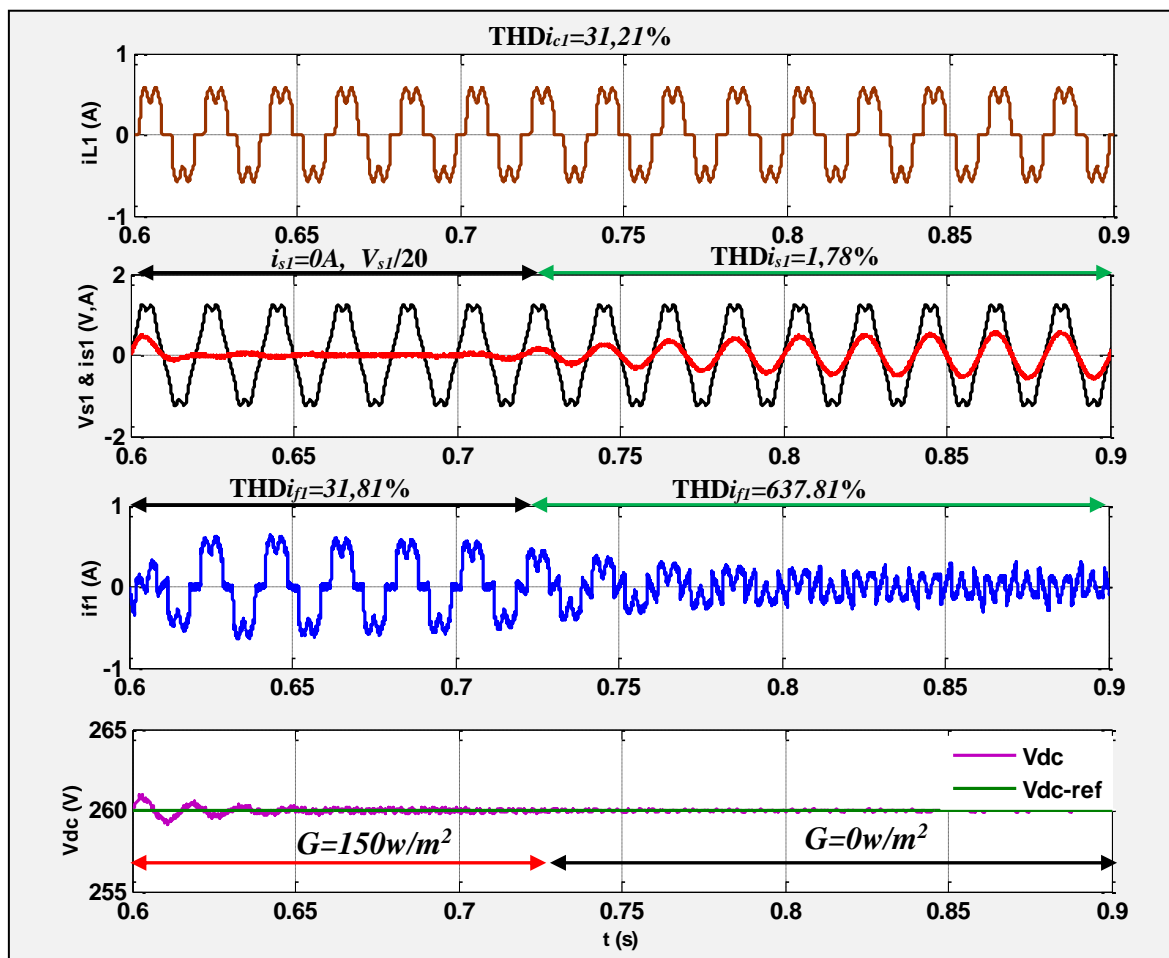


Figure. IV.20. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,40 s-0,65s]

#### 4. $E=0W/m^2$

La Figure.IV.21. Montre que, à l'instant 0,70s le courant de réseau est nul, le courant de réseau est devenu en phase avec la tension du réseau, ce qui signifie que la puissance réactive est compensée, la forme d'onde du courant du réseau est sinusoïdale ce qui signifie que le filtre actif injecte seulement les harmoniques. et le générateur photovoltaïque ne produit pas aucune puissance. Dans ce cas le système fonctionne seulement comme filtre actif parallèle.



La Figure. IV.21. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,60s-0,90s]

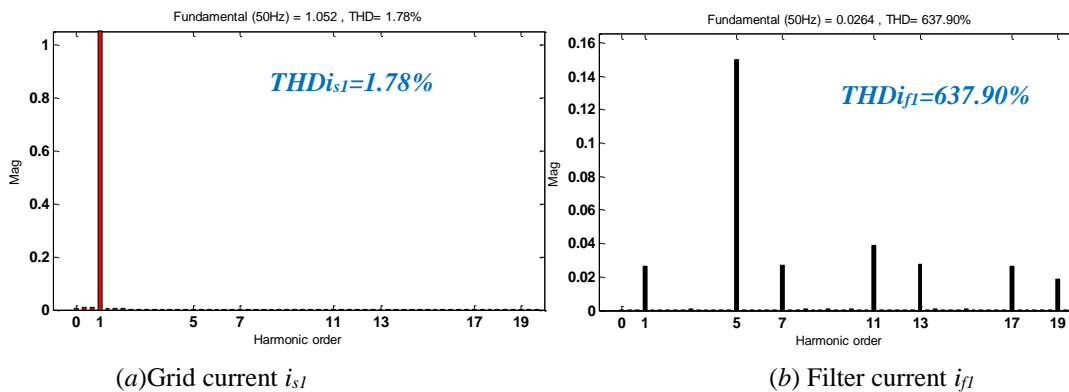


Figure.IV.22 (a-b). Spectre harmonique des courants de source et de filtre.

## IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un système de compensation triphasé qui raccorde un générateur photovoltaïque et la structure de la topologie du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque nous avons présenté le Modèle électrique de la cellule photovoltaïque et son MPPT

La simulation obtenus dans l'environnement Matlab/ Simulink examinée avec L'alimentation du FAP triphasé avec une source photovoltaïque et une différente valeur de clairement avec le clairement meilleur permet de compenser les harmoniques et la puissance réactive et d'injecter le surplus de la puissance active générée par le système PV au réseau.

Les résultats obtenus ont montré les bonnes performances de la commande en régimes permanent. La gestion de l'énergie est parfaite entre le réseau électrique, la charge, le FAP et le GPV. Il est à noter que ces résultats peuvent être améliorés en utilisant des techniques de commande plus avancées implémentées sur un matériel plus rapide et plus performant.

Dans le cas où la tension du réseau électrique est distordue, on remarque que la méthode de puissance instantanée modifié ( $pq$ ) par le filtre multi-variable est convient mieux pour commander le FAP.

## Conclusion générale

De nos jours, le sujet de la qualité de l'énergie électrique s'inscrit dans le cadre de la politique de dépollution du réseau électrique, qui est devenu un domaine de la haute importance. Dans ce projet de fin d'étude, nous avons abordé un bref survol de la problématique liée à la pollution harmonique dans les réseaux de distribution électrique ainsi que des différents moyens de mitigation utilisés. Une bonne compréhension de la problématique des harmoniques, de leurs influences sur le réseau électrique, ainsi que des moyens de mitigation existant pour les minimiser est maintenant devenue essentielle pour tout spécialiste dans le domaine de l'électrotechnique et surtout (le réseau électrique).

Le premier chapitre a été consacré à la problématique des perturbations harmoniques générées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques, les origines et les effets néfastes de ces perturbations ont été abordés et les normes en vigueur ont été présentées. Ces normes, notamment imposées aux distributeurs d'énergie, autorisent cependant la génération d'harmoniques dans certaines limites. En outre, le respect de ces normes motive l'étude et le développement de méthodes efficaces pour dépolluer les réseaux électriques. Nous avons présenté aussi de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour dépolluer les réseaux électriques et comme le filtre actif parallèle triphasé est la partie noyau de ce projet, nous avons présenté quelques topologies de filtrage actif et leur évolution.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté de manière compréhensive deux techniques d'identifications des harmoniques, dans le domaine temporel pour systèmes triphasés, la première méthode c'est la méthode de puissance instantanées ( $p-q$ ), la deuxième méthode est obtenue après le développement du filtre multivariable, dénommée la méthode  $p-q$  modifiée pour être adaptable avec les différents régimes de tension de réseau électrique, ce filtre multivariable FMV est inséré avec le circuit PLL classique afin d'avoir aussi un circuit PLL modifié et adaptatif qui est participée dans la génération des harmoniques de références nécessaires pour commander le filtre actif parallèle. Nous avons validé par simulation avec étude comparative le comportement du circuit PLL robuste et classique avec différents types de réseaux électriques.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le dimensionnement et le comportement du filtre actif parallèle triphasé commandé par la méthode de puissance instantanée modifiée, après la présentation de différentes parties du filtre actif parallèle triphasé, nous avons présenté

le comportement du FAP triphasé en régime permanent, avec des charges inductive et fortement capacitive, et son comportement avec différentes catégories du réseau électrique triphasé (équilibré, déséquilibré et distordu), l'efficacité de la méthode ( $p-q$ ) modifiée a été validée par des résultats de simulation (garantie d'une forme d'onde du courant de source sinusoïdale avec un THD faible).

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté l'analyse fonctionnelle du filtre actif parallèle alimenté via un générateur photovoltaïque (en régime permanent et en régime dynamique de charge), et associé avec le réseau de distribution publique, des résultats de simulation montrent que cette topologie avec leur commande est présentée capable non seulement de filtrer le courant harmonique et compenser la puissance réactive harmoniques, mais aussi d'injecter le surplus de la puissance active généré par le générateur photovoltaïque dans le réseau qui est conviennent mieux dans les endroits où un niveau élevé de l'éclairage est disponible et aussi dans les endroits isolés (donc c'est l'avantage majeur économiquement et de cette topologie).

Finalement les travaux de recherche que nous avons rapportés dans ce projet de fin d'étude répondant aux exigences que nous nous sommes déjà fixées, mais et sans doute, nous avons manqué des résultats pratiques qui valident bien les résultats obtenus par simulation.

## Perspectives

Finalement, comme perspective de notre travail, nous visons à analyser le comportement du filtre actif parallèle avec des systèmes renouvelables hybrides (combinaison photovoltaïques et éolienne) en intégrant les techniques de diagnostic des onduleurs en cas de défauts survenus.

# Bibliographie

## REFERENCES

- [1] **SANAE RECHKA**, Étude de méthodes de filtrage des-onques dans les réseaux électriques de distribution, mémoire de master, Université du Québec à Trois-Rivières, 2002.
- [2] **BEN DAUD ET LAKHDAR MEHDA SMAIL**, Filtrage actif et filtrage passif des courants harmoniques, Université echahid-hamma Lakhdar-d'El-Oued, 2020.
- [3] **ABDELFETTAH BOUSSAID**, Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique, Université des frères mentouri -Constantine, 2017.
- [4] **MELLE HIND DJEGHLOUD**, Filtrage actif de puissance, université des frères mentouri - Consantine, 2007.
- [5] **MOUSSA OUSSAMA**, Etude des harmoniques et techniques de commandes du filtre actif, Université de Batna 2.
- [6] **HAMOUDA NOUREDDINE**, Amélioration de la qualité du réseau électrique à l'aide de compensateurs actifs, These de doctorat, Université freres mentouri-Constantine 1,2018.
- [7] **MOUSTAFA DELLAHI**, Suppression des courants harmoniques a base des filters actifs triphases a quatre fils, Thèse de doctorat, Université de Hassan Première de settat-Maroc.
- [8] **F. OUDIAI, K. LAGHA-MENOUER, A. HADJ ARAB, R. ZIRMI**, Commande MPPT et Contrôle d'un système photovoltaïque par Incrément de la conductance, Conférence Pape-Novembre 2019.
- [9] **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 partielle de la Maîtrise en ingénierie Université du Québec à Chicoutimi Canada, 2007.
- [10] **P.Nonnon**, "Contribution à l'étude d'un Redresseur MLI à perturbations minimales du réseau ", Thèse de Doctorat de l'INPL de Nancy 1991.
- [11] **N. Bernard**, B. Multon, H. Ben Ahmed, "Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant ", Revue 3EI, pp.56-65. 2003.
- [12] **A. Bouafia**, "Techniques de Commande Prédictive et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI", Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2010.
- [13] **P. Ferracci**, "Cahier technique n°199 la qualité de l'énergie électrique ", Revue Schneider Electric 2011.
- [14] **G. Gong U. Drogenik, J.W. Kolar**, "12-Pulse Rectifier for More Electric Aircraft Applications", IEEE International Conference on Industrial Technology, pp.1096-1101. Maribor 2003.
- [15] **Bhim Singh, Sanjay Gairola**, "A Zigzag Connected Auto-Transformer Based 24-Pulse AC-DC Converter", IEEE Transactions 2008.
- [16] **H. Akagi**, "Modern active filters and traditional passive filters," Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 2006, Vol. 54. No.3, pp. 255-269.
- [17] **T. Delflandre, P. Mauras**, "les harmoniques sur les réseaux électriques", Collection de la Direction des études et recherches d'électricité de France, EYROLLES, ISSN 0399-4198,1998.

- [18] **J. Arrillaga, D. A. Bradley, P. S. Bodger**, “Power System Harmonics”. Wiley, New York, 1983.
- [19] **C. Collombet, J.M. Lupin, J. Schonek**, “Perturbation harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement”, Schneider Electric, Cahier Technique No. 152, Septembre 1999.
- [20] **N. Bruyant**, “Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré”. Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, 1999.
- [21] **Subjak.J.S, Mcquilkin.J.S**, “Harmonies - Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update” IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No.6 ,pp. 1034-1042. Nov/Dec. 1990
- [22] **EN61000-3-2**, “Compatibilité électromagnétique (CEM), partie 3 : émission, section 2 : "limites pour l'émissions de courant (courant appelé par les appareils  $\leq 16A$  par phase) ”.
- [23] **CEI 61000-2-2**, “Compatibilité électromagnétique (CEM)”, – Partie 2: Environnement – Section 2: "Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation à basse tension", 1990.
- [24] **CEI 61000-3-4**, “Compatibilité électromagnétique (CEM)”. Partie 3-4 : Limitation des émissions de courants harmoniques dans les réseaux basse tension pour les matériels ayant un courant assigné supérieur à 16 A. Octobre 1998.
- [25] **A. Chaoui**, “Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires”, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [26] **W.M. Grady, S. Santoso**, “Understanding Power System Harmonics”, IEEE Power Engineering Review, November 2001.
- [27] “**IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**”, in IEEE Std. 519-1992, pp.1-112, April 1993.
- [28] “**Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input  $<16A$  per phase)**”, International Electrotechnical Commission (IEC), standard, Geneva, 2005.
- [29] **J.C. Das**, “Passive filters – potentialities and limitations,” IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 40. No.1, pp.232-241. Jan/Feb 2004.
- [30] **H. Sasaki, T. Machida**, “A New Method to Eliminate AC Harmonics Currents by Magnetic Compensation ”, IEEE Trans. on Power Application System, Vol. 90, No. 5, pp. 2009-2019, Sept./Oct. 1971.
- [31] **H. Akagi**, “Active harmonic filters ”, IEEE Trans. of Power Electronics, Vol. 93, No. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [32] **B. Singh, K. Al-Haddad, A.C. Chandra**, “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”, IEEE Trans. Industrial Electronics. Vol. 46, pp. 960-971, October 1999.
- [33] **Akagi, A. Nabae, S. Atoh**, “Control Strategy of Active Power Filters using Multiple VoltageSource PWM Converters ”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 3, pp. 460-465, May/Jun. 1986.
- [34] **H. Djeghloud**, “Le filtrage actif de puissance ”, Thèse de Doctorat en science de l'Université de Constantine, 2007.

- [35] **P. C. Tan, P C Loh, D. G. Holmes**, R. E. Morrison, “Application of Multilevel Active Power Filtering to a 25 kV Traction System ”, Conference AUPEC’92, Melbourne (Australie), 2002.
- [36] **F. Z. Peng, J. W. McKeever, D. J. Adams**, “A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems”, Conference IAS Annual Meeting, New Orleans (US), Oct., pp. 1316-1321, 1997.
- [37] **R. Zahira, A. PeerFathima**, “A technical survey on control strategies of active filter for harmonic suppression », *Procedia Engineering*, pp.686-693, Vol.30, 2012.
- [38] **S. Srianthumrong, H. Akagi**, “A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, pp. 874-882, May/Jun. 2003.
- [39] **W. Ullahtareen, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, B. Horan** , “Active power filter (APF) for mitigation of power quality issues in grid integration of wind and photovoltaic energy conversion system”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 70, pp.635-655, 2017.
- [40] **Kesraoui, M. Chaib, A. Meziane**, “Using a DFIG Based Wind Turbine for Grid Current Harmonics Filtering”. *Energy Conversion and Management*, Vol.78, pp.968-975. 2014.
- [41] **M. Abdeslam**, “ Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales”, Thèse de Doctorat de l’Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2008.
- [42] **S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, A. Menadi**, “Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter”, *Energy Conversion and Management*, Vol. 122, pp. 515-525, 2016.
- [43] **H. Fujita, H. Akagi**, “The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series -and Shunt- Active Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, Mar. 1998
- [44] **P. Salmerón, S. P. Litrán**, “Improvement of the Electric Power Quality Using Series Active and Shunt Passive Filters”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 25, No. 2, pp-1058- 1067, 2010
- [45] **S. Rechka**, “Étude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution ”, Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Avr 2002.
- [46] **Timothy A. George, David Bones**, “Harmonic power flow determination using the fast Fourier transform ”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 6, No. 2, pp. 530-535, Apr, 1991.
- [47] **G. Choe, MH. Park**, “A new injection method for AC harmonic elimination by active power filter”, *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 35, No. 1, pp. 141-147, February, 1988.
- [48] **M. El-Habrouk, M. K. Darwish**, “design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs,” *IEE Proc. Elertr. Power Appl*, Vol. 148, No. 1, pp. 21-28, January 2001.
- [49] **T. Gouraud**, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l’Ingénieur de Nantes, Université de Nantes, France, Janvier 1997.
- [50] **L.S. Czarnecki**, “Instantaneous reactive power p-q theory and power properties of three-phase systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 21, pp.362 - 367. 2006.
- [51] **M.J. Newman, D.N. Zmood, D.G. Holmes**, “Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems”, *IEEE Trans. on Ind. App*, Vol. 38, No. 6, pp. 1591-1599, 2002

- [52] **K. Djezia**, “ Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus”, Thèse Doctorat en Science. Université de Sétif-1, 2015.
- [53] **G. Ismail**, “ Etude Et Réalisation D’un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle”, Thèse Doctorat. Université de Biskra, 2016.
- [54] **S. Hong-Scok**, “Control scheme for PWM converter and phase angle estimation algorithm under voltage unbalanced and/or sag condition”, Ph.D. in Electronic and Electrical Engineering Postech University, South KOREA, 2001.
- [55] **Ben Habib. M, C. Jacquot, E Saadate. S**, “An advanced control approach for a shunt active power filter”, International conference on renewable energies and power quality (Icrepq’03), Vigo. 2003.
- [56] **Abdusalam M, Poure P, Saadate. S**, “Study and experimental validation of harmonic isolation based on high selectivity filter for three-phase active filter”, In Proceeding of IEEE International Symposium Ind Electron. ISIE 2008, pp 166-171, 2008.
- [57] **Biricik. S, Ozerdem. O. C, Redif. S, Kmail. M. O. I**, “Performance improvement of active power filters based on p-q and d-q control methods under non-ideal supply voltage conditions”, 7 th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2011), Bursa. 2011.
- [58] **B. N. Singh, P. Rastgoufard, B. Singh, A. Chandra, K. A. Haddad**, “Design, simulation and implementation of three pole/four pole topologies for active filters,” In Proc.IEE Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 4, pp. 467-476, 2004.
- [59] **A. Hamadi**, “Amélioration des performances du filtre actif " application du régulateur proportionnel intégral et du régulateur flou”, Mémoire Présente Comme Exigence Partielle de la Maîtrise en Génie Electrique, Ecole de Technologie Supérieure Université du Québec-Canada 2003.
- [60] **S. Abdeslem**, “Filtrage actif et contrôle de puissances : application aux systèmes photovoltaïques interconnectés au réseau”, Mémoire de Magister, Université de Farhat Abbes Sétif-1, 2012.
- [61] **M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. R. Filho**, “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,” IEEE Trans. Power Electron. Vol. 24, No. 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [62] **R. Kadri, J-P.Gaubert, G. Champenois**, “An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control ”, IEEE Trans. on industrial electronics, Vol. 58, No. 1, Jan 2011.
- [63] **D. Chen, S. Xie**, “Review of the control strategies applied to active power filters”, IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies., pp. 666-670, Apr, 2004.
- [64] **K. Steela, B. Singh Rajpurohit**, “A survey on active power filters control strategies”, Power Electronics (IICPE), 2014 IEEE 6th India International Conference. 2014.

- [65] **Mr. AFGHOUL Hamza**, "Approche avancée du filtrage actif et du contrôle de puissances dans les installations photovoltaïques interconnectées au réseau", Thèse de doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle, Université de Msila, Mohamed boudiaf, 30/06/2016.
- [66] **N. Hamouda, H. Benalla, K. Hemsas, B. Babes, J. Petzoldt, T. Ellinger, C. Hamouda**, "Type 2 fuzzy logic predictive control of a grid connected wind power systems with integrated active power filter capabilities", *Journal of Power Electronics (JPE)*, Vol. 17, No. 6, pp.1587-1599, Nov. 2017, study paper,"Redictive Control of a Grid Connected PV System Incorporating Active Power Filter Functionalities under Distorted SourceVoltage Condition".
- [67] **Hamza Afghoul** « Approche avancée du filtrage actif et du contrôle de puissances dans les installations photovoltaïques interconnectées au réseau » thèse doctorat, Université de Mohamerd Boudiaf M'Sila, 2016
- [68] **Hamouda, Noureddine**, « Amélioration de la qualité du réseau électrique à l'aide de compensateurs actifs », thèse doctorat, 2018, Université Frères Mentouri-Constantine 1.
- [69] **N. Hamouda, B. Babes, S. Kahla, Y. Soufi, J. Petzoldt, T. Ellinger** "Predictive Control of a Grid Connected PV System Incorporating Active power Filter functionalities " **Proceedings of the IEEE**
- [70] **Yafaoui A.**, « Novel Anti-Islanding Detection Method And Maximum Power racking Algorithm For Grid Connected Photovoltaic Systems With Interleaved DC/DC Converters », thèse de doctorat, Toronto, Ontario, Canada, 2012.
- [71] **Djarallah M.**, « *Contribution à l'étude des systèmes photovoltaïques résidentielles couplés au réseau électrique* », thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [72] **Chau Le T.M.**, « Couplage onduleurs photovoltaïques et réseau, aspects contrôle / commande et rejet de perturbations », thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 2012.
- [73] **Li S.**, « A MPPT control strategy with variable weather parameter and no DC/DC converter for photovoltaic systems », *Solar Energy*, Vol. 108, pp.117-125, 2014.
- [74] **Marshall J.M., Dimova-Malinovska D.**, « *Photovoltaic and photoactive materials: properties, technology, and applications* », *Dordrecht, Boston: Kluwer Academic, 2002.*
- [75] **Xplore** of 1st International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA'2019),. **4-5 Dec. 2019 Tebessa , Algeria,**

