



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE FRERES MENTOURI CONSTANTINE 1
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° de série :03/Elect/2018

N° d'ordre :123/DS/2018

Thèse

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : Machines Electriques

Présentée par :

HAMOUDA Noureddine

Thème

**Amélioration de la Qualité du Réseau Electrique à l'Aide de
Compensateurs Actifs**

Soutenu le : 08/07/ 2018

<i>Président:</i>	MEHASNI Rabia	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Rapporteur:</i>	BENALLA Hocine	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Examineurs:</i>	RADJELI Hammoud	Professeur	Université.Farhat Abbes Sétif 1
	SOUFI Youcef	MCA	Université. Larbi Tebessi Tebessa
	KAIKAA Mohamed Yazid	MCA	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Invité</i>	HEMSAS Kamel Eddine	Professeur	Université.Farhat Abbes Sétif 1

Remerciements

Je remercie **Allah**, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette thèse de doctorat.

Je remercie, en deuxième position, ma chère mère, mon chère père, ma femme et mes sœurs et frères, sans lesquelles je n'aurai jamais pu arriver à terme dans la rédaction, et qui m'ont toujours entouré d'affection et de soutien dans les moments pénibles comme dans les moments de joie.

Je profite cette occasion pour exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de thèse : Professeur **Hocine BENALLA**, et Professeur **Kameleddine HEMSAS** (Université de Farhat Abbes Sétif 1) pour ses précieux conseils, ses encouragements, ses discussions techniques novatrices et pour me fournir toutes les facilités nécessaires tout au long de ce travail.

J'adresse également mes sincères remerciements à **Rabia MEHASNI** (Professeur à l'Université des Frères Mentouri Constantine) qui a accepté de présider l'honorable jury, malgré ses nombreuses occupations.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury: Monsieur **Hammoud RADJELAI** Professeur à l'Université de Frahat Abbes Sétif, Monsieur **Youcef SOUFI** Maitre de conférence à l'Université de Tebessa, Monsieur **Mohammed Yazid KAIKAA** Maitre de conférence à l'Université des Frères Mentouri Constantine pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Je voudrais d'exprimer toute mes vifs remerciements à Monsieur **Jürgen PETZOLDT** (Professeur à l'Université Technique d'Ilmenau-Allemagne et Directeur du groupe de Recherche en Electronique de Puissance et Contrôle) pour m'avoir invité et accepté au sein de son laboratoire de recherche, je remercie très chaleureusement Monsieur le Professeur **Tahar TALAB** qui m'a aidé beaucoup dans mon séjour scientifique en Allemagne.

Ma gratitude s'exprime pour Mr. **Badreddine Babes** pour son aide durant le travail expérimental au sein du laboratoire des énergies renouvelables de Sétif. Je remercie aussi, tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation du primaire au poste graduation. Enfin, je ne peux oublier de remercier tous mes amis et collègues.

Dédicace

Je dédie ce travail :

A mes parents, qu'ALLAH les protège,

A ma femme et mes enfants Hidaya et Ahmed, merci beaucoup,

A mes frères et sœurs, merci pour vos encouragements,

A tous ceux qui m'ont enseigné, je vous suis très reconnaissant,

*A Mr. Taleb Tahar, merci pour l'encouragement et les moments
inoubliables à Ilmenau,*

*A Mr.Hemsas Kameleddine, merci beaucoup pour l'aide sans
interruptions.*

*A ma tante Fatiha, merci pour l'aide, l'encouragement et le
soutien.*

A mon frère Cherif, merci pour l'aide et le soutien moral.

*A tous les scientifiques qui travaillent pour le bonheur de
l'humanité,*

Hamouda noureddine

Table des matières

Table des Matières	i
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	xi
Liste des symboles et acronymes	xii
Introduction générale	01
I. Etat de l'art sur les perturbations harmoniques dans les systèmes électriques et les stratégies de préventions contre ces perturbations	06
I.1. Introduction.....	07
I.2. Définition des perturbations harmoniques.....	07
I.2.1. Inter-harmoniques.....	09
I.2.2. Infra-harmoniques.....	09
I.3. Classification des harmoniques.....	09
I.3.1. Les harmoniques du système direct.....	09
I.3.2. Les harmoniques du système inverse.....	10
I.3.3. Les harmoniques du système homopolaire.....	10
I.4. Charges électriques raccordés au réseau électrique.....	10
I.4.1. Charges électriques linéaires.....	10
I.4.2. Charges électriques non linéaires.....	11
I.5. Origines des harmoniques.....	11
I.6. Effets des perturbations harmoniques.....	12
I.6.1. Effets instantanés.....	12
I.6.2. Effets à long terme.....	13
I.7. Caractérisations des perturbations harmoniques induite par des charges non linéaires.....	13
I.7.1. Valeurs efficaces du courant et de la tension.....	14
I.7.2. Puissance instantanée et puissance moyenne en régime déformé.....	14
I.7.3. Puissances apparente, active, réactive et de distorsion.....	14
I.7.4. Facteur de puissance.....	15
I.7.5. Distorsion harmonique individuelle THDi.....	15
I.7.6. Taux de distorsion harmonique.....	16
I.7.7. Normes imposées sur le taux de distorsion harmonique THD.....	17
I.8. Stratégies de prévention des perturbations harmoniques.....	20
I.8.1. Utilisation des appareils propres.....	20
I.8.1.1. Utilisation des redresseurs 12 ou 24 impulsions.....	20
I.8.1.2. Utilisation d'un redresseur à absorption sinusoïdale.....	21
I.8.1.3. Utilisation des redresseurs MLI.....	22

I.8.2. Utilisation des dispositifs de filtrage.....	23
I.8.2.1. Utilisation des filtres passifs.....	23
I.8.2.2. Utilisation des Filtres actifs.....	24
I.8.2.2.1. Filtre actif parallèle.....	24
I.8.2.2.1.1. Association série d'un filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque.....	25
I.8.2.2.1.2. Association série d'un filtre actif parallèle avec un système éolien.....	26
I.8.2.2.2. Filtre actif sérié.....	27
I.8.2.2.3. Conditionneur universel de la qualité d'onde.....	28
I.8.2.3. Utilisation des filtres hybrides.....	28
I.8.2.3.1. Configuration d'un FAP avec des filtres passifs résonant	29
I.8.2.3.2. Configuration d'un FAS avec des filtres passifs parallèles.....	29
I.8.2.3.3. Configuration d'un FAP en série avec filtre passif résonant.....	30
I.9. Etat de l'art sur l'évolution des filtres actifs de puissance.....	31
I.10. Conclusion.....	34
II. Stratégies d'extraction globale des courants harmoniques de références à base d'un filtre multivariable.....	36
II.1. Introduction.....	37
II.2. Techniques d'identifications fréquentiels	38
II.3. Algorithmes d'identifications temporelles.....	38
II.3.1. Méthode de la puissance instantanée ($p-q$).....	38
II.3.2. Technique d'identification basée sur la détection du courant de charge (DCC).....	42
II.3.3. Méthode de référentiel synchrone de Park ($d-q$).....	44
II.4. Etude du filtre passe bande multivariable.....	46
II.4.1. Principe du filtre multivariable (FMV).....	46
II.4.2. Modèle mathématique du filtre multivariable (FMV).....	46
II.4.3. Réponse dynamique du FMV.....	49
II.4.4. Structure du circuit PLL modifiée par FMV.....	54
II.5. Méthodes d'identifications temporelles modifiées par le FMV.....	56
II.5.1. Méthode de la puissance instantanée ($p-q$) modifiée	57
II.5.2. Méthode de détection du courant de charge (DCC) modifiée.....	58
II.5.3. Méthode de référentiel synchrone ($d-q$) modifiée.....	59
II.6. Méthodes d'identification des harmoniques de références dans un système MP.....	61
II.6.1. Méthode des puissances instantanées ($p-q$) classique en monophasé.....	61
II.6.2. Méthode des puissances instantanées ($p-q$) modifiée en monophasé.....	62
II.6.3. Méthode de référentiel synchrone ($d-q$) classique en monophasé.....	63
II.6.4. Méthode de référentiel synchrone ($d-q$) modifiée en monophasé.....	65
II.6.5. Méthode de DCC pour extraire les harmoniques de référence en monophasé	67
II.6.6. Méthode de DCC modifiée pour extraire les harmoniques de référence dans un système monophasé	67
II.7. Résultats de simulation.....	68
II.7.1. Comportement du circuit PLL classique et modifiée en régime des tensions de	

réseau déséquilibrées.....	69
II.7.2. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime des tensions de réseau distordues.....	70
II.7.3. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime des tensions de réseau déséquilibrées et distordues.....	72
II.8. Conclusion.....	74
III. Dimensionnement et fonctionnement du FAP contrôlé par la méthode ($p-q$) modifiée.....	75
III.1. Introduction.....	76
III.2. Objectif du filtrage actif parallèle.....	76
III.3. Dimensionnement de la puissance nominale du FAP triphasé.....	77
III.4. Structure de puissance et commande du FAP.....	79
III.4.1. Partie puissance du filtre actif parallèle.....	79
III.4.1.1. Onduleur triphasé de tension.....	79
III.4.1.2. Condensateur du stockage d'énergie.....	81
III.4.1.3. Inductance de couplage au réseau.....	82
III.4.2. Partie contrôle du filtre actif parallèle.....	83
III.4.2.1. Génération des signaux de contrôle par hystérésis.....	83
III.4.2.2. Régulation de la tension continue.....	84
III.4.2.2.1. Contrôleur flou de la tension du bus continue V_{dc}	84
III.5. Résultats de simulation du comportement du FAP avec différents types de charges, différents types de réseau.....	87
III.5.1. Comportement du FAP en régime permanent et dynamique dans un réseau triphasé équilibré sinusoïdale.....	87
III.5.2. Impact d'un condensateur de filtrage sur la qualité du filtrage du FAP.....	91
III.5.3. Comportement du FAP avec les régimes de tension du réseau électrique.....	93
III.5.3.1. Comportement du FAP avec régime déséquilibré du réseau.....	93
III.5.3.2. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau.....	94
III.5.3.3. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordue du réseau.....	95
III.6. Application de la méthode ($p-q$) modifiée dans un FAP monophasé.....	97
III.7. Comportement du filtre actif avec une source d'alimentation photovoltaïque.....	98
III.7.1. Description de la topologie du FAP alimenté par une source PV.....	98
III.7.2. Modèle électrique de la cellule photovoltaïque et son MPPT.....	99
III.7.3. Résultats de simulation du comportement du FAP avec source PV.....	100
III.8. Validation expérimentale filtre actif parallèle triphasé basé sur la méthode de puissances instantanées modifiée.....	105
III.8.1. Présentation du banc d'essai expérimentale du filtre actif parallèle triphasé.....	105
III.8.2. Discussion des résultats expérimentaux.....	107
III.9. Conclusion.....	110
IV. Stratégies de compensation active sélective des courants harmoniques à base d'un FMV dans un système triphasé et monophasé.....	111
IV.1. Introduction.....	112
IV.2. Extraction des harmoniques de références par la méthode ($d-q$) dans un système de filtrage actif triphasé.....	113

IV.2.1. Extraction sélective des harmoniques par la méthode $(d-q)$ classique.....	113
IV.2.1.1. Identification de l'harmonique d'ordre 5^{th}	113
IV.2.1.2. Identification de l'harmonique d'ordre 7^{th}	115
IV.2.2. Extraction sélective des harmoniques par la méthode $(d-q)$ modifiée.....	117
IV.2.2.1. Identification de l'harmonique de rang 5^{th} par la méthode de référentiel synchrone $(d-q)$ Modifiée.....	119
IV.2.2.2. Identification de l'harmonique de rang 7^{th} par la méthode du référentiel synchrone $(d-q)$ modifié.....	120
IV.2.3. Comparaison entre la méthode $(d-q)$ classique et modifiée.....	122
IV.2.4. Résultats de simulations obtenues par la méthode $(d-q)$ modifiée.....	123
IV.3. Filtrage sélectif des harmoniques à base de la méthode $(p-q)$	127
IV.3.1. Extraction sélective des harmoniques par la méthode $(p-q)$ classique.....	128
IV.3.1.1. Identification d'un harmonique d'ordre inverse.....	128
IV.3.1.2. Identification de l'harmonique direct... ..	130
IV.3.2. Extraction sélective des harmoniques par la méthode $(p-q)$ modifiée.....	133
IV.3.2.1. Identification du courant harmonique d'ordre 5^{th}	135
IV.3.2.2. Identification du courant harmonique d'ordre 7^{th}	136
IV.3.3. Comparaison entre la méthode $(p-q)$ classique et modifiée.....	137
IV.3.4. Résultats de simulation de la méthode $(p-q)$ modifiée.....	138
IV.4. Filtrage actif parallèle monophasé par action sélective.....	144
IV.4.1. Filtrage actif sélectif monophasé à base de la méthode $(p-q)$ modifiée.....	144
IV.4.1.1. Identification du courant harmonique d'ordre 3^{th}	146
IV.4.1.2. Identification du courant harmonique d'ordre 5^{th}	147
IV.4.2. Identification sélective des harmoniques par la méthode $(d-q)$ modifiée en monophasé.....	148
IV.4.2.1. Identification sélectif du courant harmonique d'ordre 3^{th}	150
IV.4.2.2. Identification sélectif du courant harmonique d'ordre 5^{th}	151
IV.4.3. Résultats de simulation du filtrage actif sélectif monophasé par la méthode de référentiel synchrone $(d-q)$ modifiée.....	153
IV.5. Validation expérimentales des méthodes modifiées de compensation sélective en triphasé.....	155
IV.6. Conclusion.....	157
V. Analyse et validation expérimentale des fonctionnalités du FAP alimenté par un système éolien basé sur la GSAP.....	159
V.1. Introduction.....	160
V.2. Configuration du système de conversion d'énergie éolien incorporant un filtre actif.....	161
V.3. Structure du système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) à base d'une GSAP.....	162
V.4. Etude du système coté générateur	163
V.4.1. Puissance mécanique de la turbine éolienne.....	163
V.4.2. Puissance électrique généré par la turbine éolienne à base d'une GSAP.....	165
V.4.3. Méthode d'extraction du point maximale de puissance de l'éolienne MPPT.....	168
V.4.3.1. Algorithme MPPT (P&O) à base d'un système d'inférence neurone floue adaptatif (ANFIS).....	168
V.4.4.2. Estimation de MPPT du SCEE proposé par le contrôleur ANFIS.....	168

V.5. Etude du système de conversion proposé coté réseau.....	172
V.5.1. Régulation de la tension du bus continu par contrôleur flou de type-2.....	173
V.5.1.1. Synthèse d'un contrôleur flou type-2 pour réguler de la tension V_{dc} du FAP.....	173
V.5.1.2. Principe de la logique flou de type-2.....	174
V.5.1.3. Ensembles flous de type- 2 intervalle (IT2FS).....	174
V.5.1.4. Structure d'un système flou type-2.....	175
V.5.1.5. Contrôleur flou de type-2 intervalle (IT2FLC) pour la régulation du bus continue V_{dc}	176
V.5.2. Contrôleur prédictif du courant du filtre actif parallèle	178
V.5.2.1. Principe du contrôleur prédictif du courant du filtre actif	179
V.5.2.2. Contrôleur prédictif « Deadbeat » du courant de filtre actif	179
V.5.2.3. Robustesse du contrôleur prédictif du courant proposé	183
V.6. Résultats expérimentaux.....	184
V.6.1. Structure générale du banc d'essai expérimentale du système proposé.....	184
V.6.2. Processus du testes et discussion des résultats.....	186
V.6.2.1. Teste d'évaluation des performances du système coté générateur.....	186
V.6.2.2. Teste d'évaluation des performances du système coté réseau.....	188
V.6.2.2.1. Comportement du FAP en régime de fonctionnement statique	188
V.6.2.2.2. Comportement du FAP sous une fluctuation de la charge non linéaire.	189
V.6.2.2.3. Comportement du FAP sous une variation de la tension de V_{dc}^*	190
V.6.2.2.4. Evaluation des performances du système fonctionne comme FAP et comme source d'alimentation pour le réseau et la charge.....	191
V.6.2.2.5. Evaluation des performances du système proposé sous une variation de la charge non linéaire.....	193
V.6.2.2.6. Evaluation des performances du système sous la variation de la vitesse du vent.....	193
V.6.2.2.7. Comparaison de la commande prédictif proposé avec d'autres commandes existent dans littérature.....	196
V.7. Conclusion.....	197
Conclusion générale et perspectives.....	199
Annexes.....	203
Bibliographie.....	211
Liste des travaux scientifiques réalisés.....	224
Résumés de thèse.....	227

Liste des figures

Figure. I.1. Décomposition d'un signal périodique.....	08
Figure. I.2. Représentation spectrale d'un signal polluée.....	09
Figure. I.3. Structure d'une charge linéaire résistive triphasé.....	10
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	11
Figure. I.6. Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante.....	11
Figure. I.7. Structure du redresseur 12 impulsions.....	20
Figure. I.8. Structure du redresseur 24 impulsions.....	21
Figure. I.9. Structure d'un redresseur à absorption sinusoïdale.....	21
Figure. I.10. Structure d'un redresseur MLI de source tension.....	22
Figure. I.11. Structure du filtre passif parallèle résonant.....	23
Figure. I.12. Structure du filtre actif parallèle triphasé.....	25
Figure. I.13. Association sérié du filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque.....	26
Figure. I.14. Association sérié du filtre actif parallèle avec un système éolienne.....	26
Figure. I.15. Structure du filtre actif série.....	27
Figure. I.16. Structure du conditionneur universel de la qualité d'onde 'UPQC'	28
Figure. I.17. Association du filtre actif parallèle avec filtre passif.....	29
Figure. I.18. Association du filtre actif série avec filtre passif résonnant.....	30
Figure. I.19. Association sérié du filtre actif parallèle avec le filtre passif résonnant.....	30
Figure. II.1. Transformation des courants de charge dans l'espace de puissance ($p-q$).....	39
Figure. II.2. Algorithme ($p-q$) d'extraction des harmoniques de références.....	41
Figure. II.3. Fonction de transfert du FPB d'ordre 4.....	42
Figure. II.4. Algorithme d'identification des harmoniques de références par la méthode DCC.....	43
Figure. II.5. Représentation des courants de la charge dans l'axe fondamentale ($d-q$).....	44
Figure. II.6. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe fondamentale ($d-q$).....	44
Figure. II.7. Méthode d'identification ($d-q$) harmoniques de références en triphasé.....	45
Figure. II.8.(a~d). Diagramme du Bode en 2D et 3D du $H(s)$ pour le signal fondamental.....	48
Figure. II.9. Diagramme du circuit du filtre multivariable.....	48
Figure. II.10. (a~d). Diagramme du Bode en 2D et 3D du $H(s)$ pour l'harmonique de rang 5 th	53
Figure. II.11. (a~d). Diagramme du Bode en 2D et 3D du $H(s)$ pour l'harmonique de rang 7 th	54
Figure. II.12. Schéma de principe du système à PLL.....	55
Figure. II.13. Schéma détaillé de la structure de la PLL modifié par le FMV.....	56
Figure. II.14. Algorithme ($p-q$) modifiée d'extraction des harmoniques de références.....	57
Figure. II.15. Méthode de DCC modifiée triphasé pour extraire les harmoniques de référence.....	58
Figure. II.16. Transformation du courant de la charge dans l'axe ($d-q$) harmonique ω_5	59
Figure. II.17. Circuit du FMV pour extraire le fondamentale sur l'axe ($d-q$).....	60
Figure. II.18. Algorithme ($d-q$) modifiée d'extraction des harmoniques de références.....	60
Figure. II.19. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($p-q$).....	62
Figure. II.20. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($p-q$) modifiée.....	63

Figure. II.21. Représentation des courants de charge sur l'axe fondamentale ($d-q$)	64
Figure. II.22. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($d-q$).....	64
Figure. II.23. Transformation du courant de charge dans l'axe ($d-q$) harmonique 3^{th}	65
Figure. II.24. FMV pour extraire le fondamental sur l'axe ($d-q$) harmonique 3^{th}	66
Figure. II.25. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($d-q$) modifiée.....	66
Figure. II.26. Méthode de DCC monophasé pour extraire les harmoniques de référence.....	67
Figure. II.27. Méthode de DCC modifiée monophasé extraire les harmoniques de référence	68
Figure. II.28. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées déséquilibrées	69
Figure. II.29. Comportement du PLL modifiée pour des tensions triphasées déséquilibrées	70
Figure. II.30. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées équilibrées distordues.....	71
Figure. II.31. Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées équilibrées distordue.....	72
Figure. II.32. Comportement du PLL classique avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues	73
Figure. II.33. Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues.....	73
Figure. III.1. Structure du filtre actif parallèle.....	77
Figure. III.2. Structure des unités de puissance et commande du FAP.....	79
Figure. III.3. Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	80
Figure. III.4. Différentes configurations d'onduleur de tension.....	81
Figure. III.5. Principe de contrôle du courant par hystérésis.....	83
Figure. III.6. Structure d'un contrôleur flou de type 1 pour contrôler la tension V_{dc}	85
Figure. III.7. Fonctions d'appartenance: (a-b) variables d'entrées, et (c) variable de sortie.....	85
Figure. III.8. Schéma de génération des courants harmoniques de référence.....	86
Figure. III.9. Comportement du FAP avec une variation de la charge.....	88
Figure. III.10.(a, b). Spectres harmoniques du courant de source avant et après le filtrage.....	88
Figure. III.11. Puissance active et réactive du réseau avant et après le filtrage.....	89
Figure. III.12. Comportement du FAP avec une variation de la tension référence V_{dc}^*	89
Figure. III.13. Comportement du FAP avec une faible tension continue	90
Figure. III.14. Spectre harmonique du courant de source sous une tension faible.....	91
Figure. III.15. Comportement du FAP avec une charge capacitive.....	91
Figure. III.16. (a, b) Spectre harmonique du i_{s1} pour une charge capacitive avec $V_{dc}=300V$	92
Figure. III.17. Comportement du FAP avec charge capacitive en fonction de V_{dc}	92
Figure. III.18.(a, b). Spectre harmonique du i_{s1} pour une charge capacitive avec $V_{dc}=400V$	93
Figure. III.19. Comportement du FAP avec régime déséquilibré de réseau.....	94
Figure. III.20. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau.....	95
Figure. III.21. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordu du réseau.....	96
Figure. III.22. Compensation globale des harmoniques par le filtre actif monophasé.....	97
Figure. III.23. (a, b). Spectres harmonique du courant de source.....	98
Figure. III.24. Structure du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque.....	98
Figure. III.25. Schéma équivalent de la cellule solaire à une diode.....	99
Figure. III.26. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.....	100
Figure. III.27. Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairement.....	101
Figure. III.28. Puissance active de la charge et réseau en fonction du clairement.....	102
Figure. III.29. Mode de fonctionnement dans l'intervalle $[0s-0,28s]$	103
Figure. III.30. Mode de fonctionnement dans l'intervalle $[0,18s-0,36s]$	104
Figure. III.31. Mode de fonctionnement dans l'intervalle $[0,36s-0,58s]$	104
Figure. III.32. Mode de fonctionnement $[0,54s-0,74s]$	105
Figure. III.33. Prototypé du système filtre actif parallèle.....	106
Figure. III.34. Fonctionnement du FAP en régime permanent.....	107
Figure. III.35. (a, b) Spectre harmonique du courant de source.....	108

Figure.III.36. (a, b) Diagramme de Fresnel des courants et tensions.....	108
Figure.III.37.(a, b) Facteur de puissance et les différents valeurs de puissance.....	108
Figure.III.38.(a,b) Fonctionnement du FAP en régime dynamique.....	109
Figure.IV.1. Transformation du courant de la charge dans l'axe ($d-q$) avec $\theta_5=-5\omega.t$	114
Figure.IV.2. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe ($d-q$).....	114
Figure.IV.3. Transformation du courant de la charge à l'axe harmonique ($d-q$) avec $\theta_7=7\omega.t$...	115
Figure.IV.4. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe triphasé et diphasé ($d-q$).	116
Figure.IV.5. Diagramme d'identification ($d-q$) des courants harmoniques de référence 5^{th} , 7^{th} .	117
Figure.IV.6. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe triphasé et diphasé ($d-q$).	118
Figure.IV.7. Transformation du courant de la charge dans l'axe de rotation ($d-q$) fondamental	119
Figure.IV.8. Circuit d'identification de l'harmonique 5^{th} par le FMV.....	120
Figure.IV.9. Circuit d'identification de l'harmonique 7^{th} par le FMV.....	121
Figure. IV.10. Diagramme d'identification des harmoniques 5^{th} et 7^{th} par la méthode ($d-q$) modifiée.....	122
Figure.IV.11. Extraction du courant harmonique d'ordre 5^{th} par un FMV.....	123
Figure.IV.12. Filtrage actif du courant harmonique d'ordre 5^{th}	124
Figure.IV.13. Filtrage actif sélectif successif des courants harmoniques 5^{th} et 7^{th}	125
Figure.IV.14. Filtrage actif sélectif successive des courants harmoniques 7^{th} et 5^{th}	125
Figure. IV.15. (a-d). Spectres harmoniques du courant de source avant et après le filtrage sélectif.....	126
Figure.IV.16. Filtrage actif sélectif simultané des harmoniques 5^{th} , 7^{th} pendant le régime dynamique de la charge.....	127
Figure.IV.17. Transformation du spectre du courant de charge (système tension de rang 5^{th})...	129
Figure.IV.18. Spectre du courant de charge et des puissances instantanées p_5 q_5	130
Figure.IV.19. Transformation du spectre du courant de charge (système tension de rang 7^{th})....	131
Figure.IV.20. Spectre du courant de charge et des puissances instantanées p_7 , q_7	131
Figure.IV.21. Diagramme d'identification sélective des 5^{th} et 7^{th} par la théorie des ($p-q$).....	132
Figure.IV.22. Transformation du spectre du courant de la charge.....	134
Figure.IV.23. Spectre du courant de charge et des puissances instantanées ($p-q$).....	134
Figure.IV.24. Diagramme d'identification des courants 5^{th} , 7^{th} par la méthode ($p-q$) modifiée.	136
Figure.IV.25. Isolation de la puissance active et réactive de l'harmonique 5^{th}	138
Figure. IV.26. Représentation de la puissance réactive en fonction de la puissance active des harmoniques 5^{th} et 7^{th} dans l'espace de puissances ($p-q$).....	138
Figure.IV.27. Compensation sélective simultanée des harmoniques 5^{th} et 7^{th}	139
Figure.IV.28. Compensation individuel et simultané des harmoniques 5^{th} et 7^{th}	140
Figure. IV.29.(a-d). Spectres du courant de réseau avant et après le filtrage des harmoniques 5^{th} , 7^{th}	140
Figure. IV.30. Compensation individuel du courant harmonique d'ordre 5^{th}	142
Figure.IV.31. Impact d'une charge fortement capacitive sur qualité du filtrage sélective.....	142
Figure. IV.32. (a-d). Spectres du courant de réseau avant et après le filtrage des harmoniques 5^{th} , 7^{th}	143
Figure. IV.33. Transformation du courant de charge vers l'espace de puissance ($p-q$).....	145
Figure. IV.34. Spectre harmonique du courant et puissances de la charge.....	145
Figure.IV.35. Diagramme d'identification sélectif monophasé par la méthode ($p-q$) modifiée.	147
Figure.IV.36. Transformation du spectre du courant de charge dans l'axe ($d-q$) fondamental	148
Figure.IV.37. Transformation du courant de charge dans l'axe ($d-q$) fondamental.....	149
Figure.IV.38. Circuit du FMV pour extraire l'harmonique 3^{th} sur l'axe ($d-q$) fondamental.....	149
Figure.IV.39. Circuit du FMV pour extraire l'harmonique 5^{th} sur l'axe ($d-q$) fondamental.....	150
Figure.IV.40. Diagramme d'identification sélectif monophasé par la méthode ($d-q$) modifiée.	151
Figure.IV.41. Compensation individuel du courant harmonique d'ordre 3^{th}	152
Figure.IV.42. Compensation sélective simultanés des courants harmoniques d'ordre 3^{th} et 5^{th} .	153
Figure. IV.43.(a-d). Spectre du courant de réseau avant et après le filtrage des harmoniques 3^{th} et 5^{th}	154
Figure. IV.44. Formes d'ondes du courant v_{sl} , i_{cl} , i_{fl} et i_{sl} après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th} par la méthode ($d-q$) modifiée.....	155
Figure. IV.45.(a-b). THD du courant de source après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th}	155

Figure. IV.46. Formes d'ondes du courant v_{st} , i_{cl} , i_{fl} , i_{sl} et V_{dc} après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th} par la méthode $(p-q)$ modifié.....	156
Figure. IV.47.(a-b). THD i_s avant et après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th}	156
Figure. V.1. Configuration générale du circuit d'un FAP alimenté par un SCEE.....	161
Figure. V.2. Structure du système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) basé sur la GSAP	163
Figure. V.3. Coefficient de puissance éolienne en fonction de la vitesse λ	165
Figure. V.4. Courbe d'erreur d'apprentissage du contrôleur ANFIS.....	171
Figure. V.5. Structure MPPT basé sur ANFIS.....	171
Figure. V.6. Block illustrative du principe de l'ANFIS pour la poursuite du MPP.....	172
Figure. V.7. Fonction d'appartenance de l'ensemble floue de type-2 intervalle (IT2FS).....	175
Figure. V.8. Architecture d'un système floue de type-2.....	175
Figure. V.9. (a-b-c). Fonctions d'appartenances de l'IT2-FLC.....	177
Figure. V.10. Boucle de régulation de la tension du bus continue.....	177
Figure. V.11. Structure du contrôleur floue type-2 pour la régulation de la tension.....	178
Figure. V.12. Représentation simplifié du circuit monophasé du FAP.....	179
Figure. V.13. Principe du contrôle prédictif de courant (PCC).....	181
Figure. V.14. Schéma de commande général du filtre actif.....	182
Figure. V.15. Placement du Pôles-zéros pour PCC lorsque L_f varié: a) cas idéal b) limite de stabilité (variation de 100% de l'impédance du filtre actif).....	184
Figure. V.16. Configuration de la plateforme expérimentale du système proposé.....	184
Figure. V.17. Prototype du filtre actif parallèle alimenté par un générateur éolien.....	186
Figure. V.18. (a-h). Performances du système de conversion éolien coté générateur.....	188
Figure. V.19. Forme d'onde expérimentale des v_s , i_s , i_c et i_f dans le régime statique.....	189
Figure. V.20. (a-b). Taux de distorsion harmoniques totale du courant de réseau THD i_s	189
Figure. V.21. Performance du FAP sous variation de la charge.....	190
Figure. V.22. (a-b). Performances du système pour fluctuation de la tension de référence V_{dc}^* ..	190
Figure. V.23. Performance du système proposé lorsque $P_{ch} > P_{éol}$	191
Figure. V.24. Performance du système proposé lorsque $P_{ch} = P_{éol}$	192
Figure. V.25. Performances du système proposé lorsque $P_{ch} < P_{éol}$	192
Figure. V.26. (a-b). Performances du système sous une variation de la charge.....	193
Figure. V.27.(a-b). Performance du système sous une fluctuation de la vitesse du vent.....	194
Figure. V.28. (c-d). Performance du système pour une diminution de la vitesse du vent.....	195
Figure. V.29. (a-b). Performance du système pour une augmentation de la vitesse du vent.....	195
Figure. V.30. (a-b). Taux de distorsion harmoniques THD i_s du courant de réseau (i_s).....	196
Figure. V.31 (a-f). THD i_s du courant du réseau obtenu par les 06 algorithmes de commandes.	197
Figure. A.1. Bloc de simulation d'un FAP triphasé.....	204
Figure. A.2. Bloc de simulation d'un FAP monophasé.....	204
Figure. A.3. Architecture du système ANFIS pour deux règles floues.....	205

Liste des tableaux

Tableau.I.1. Limites des tensions et courant harmoniques selon <i>IEEE-519</i>	17
Tableau. I.2. Niveaux de compatibilité des harmoniques de tension <i>CEI-1000-2-2</i>	18
Tableau. I.3. Taux (en % de V_l) des tensions harmoniques acceptables (<i>CEI 61000-2-4</i>).....	18
Tableau. I.4. Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A (<i>CEI 61000-3-2</i>).....	19
Tableau. I.5. Limitation des émissions de courants harmoniques (<i>CEI 61000-3-4</i>).....	19
Tableau. II.1. Objectives de compensation et synthèse de références.....	40
Tableau.II.2. Influence du paramètre K sur les performances du FMV pour l'extraction de la composante fondamentale.....	52
Tableau.II.3. Influence du paramètre K sur les performances du FMV (extraction de la composante de rang 5^{th} des signaux d'entrée, $\varepsilon = -1$ et $n = 5$).....	52
Tableau.II.4. Influence du paramètre K sur les performances du FMV (extraction de la composante de rang 7^{th} des signaux d'entrée, $\varepsilon = 1$ et $n = 7$).....	52
Tableau. II.5. Comparaison des performances du PLL modifiée et PLL classique.....	74
Tableau.III.1. Puissance du filtre actif en fonction des objectifs de compensation.....	78
Tableau.III.2. Table de règles d'inférences pour sept fonctions d'appartenances.....	86
Tableau.III.3. Paramètres du système à simuler.....	87
Tableau.III.4. Performances de la méthode ($p-q$) modifiée vis à vis la méthode ($p-q$)	96
Tableau.III.5. Caractéristiques physiques et électriques du générateur PV utilisé.....	100
Tableau.III.6. Paramètres du système photovoltaïque-FAP adopté dans la simulation.....	101
Tableau. IV.1. Comparaison entre la méthode ($d-q$) classique et modifiée.....	122
Tableau. IV.2. Taux d'atténuation des harmoniques 5^{th} et 7^{th} par la méthode ($d-q$) modifiée.....	127
Tableau. IV.3. Comparaison entre la méthode ($p-q$) classique et modifiée.....	137
Tableau. IV.4. Taux d'atténuation des harmoniques 5^{th} et 7^{th} pour une charge inductive.....	141
Tableau. IV.5. Taux d'atténuation des harmoniques 5^{th} et 7^{th} pour une charge capacitive.....	144
Tableau. IV.6. Taux d'atténuation des harmoniques 3^{th} et 5^{th}	154
Tableau. V.1. Table de règles floues de type-2.....	177
Tableau. V.2. Génération du courant de référence à base des paramètres optimaux de l'AG.....	182
Tableau. V.3. Paramètres réels du système validé.....	185

Liste des symboles

Symbole	Désignation	Unité
$v(t)$	Tension instantanée	Volt
$i(t)$	Courant instantané	A
V_{eff}	Valeur efficace de la tension	Volt
I_{eff}	Valeur efficace du courant	A
V_{heff}	Valeur efficace de la tension harmonique	Volt
I_{heff}	Valeur efficace du courant harmonique	A
$P(t)$	Puissance active instantanée	W
$q(t)$	Puissance réactive instantanée	VAR
$p_o(t)$	Puissance homopolaire instantanée	w
S	Puissance apparente	VA
P	Puissance active	W
Q	Puissance réactive	VAR
D	Puissance déformante	VAR
f	Fréquence	Hz
f_p	Fréquence de porteuse	Hz
V_d	Tension de la charge (sortie du redresseur)	Volt
I_d	Courant à la sortie du pont redresseur	A
V_{dc}	Tension du bus continue du FAP	Volt
V_{dc}^*	Tension continue de référence	Volt
(v_{f1}, v_{f2}, v_{f3})	Tensions à la sortie de l'onduleur	Volt
(v_{s1}, v_{s2}, v_{s3})	Tensions de source triphasée	Volt
(i_{s1}, i_{s2}, i_{s3})	Courants de source triphasée	A
(i_{c1}, i_{c2}, i_{c3})	Courants absorbés par la charge non linéaire	A
(i_{f1}, i_{f2}, i_{f3})	Courants injecté par le filtre actif parallèle	A
(v_{α}, v_{β})	Tensions de source sur l'axe de Concordia (α - β)	Volt
(i_{α}, i_{β})	Courants sur l'axe de Concordia (α - β)	A
i_h^*	Courant harmonique de référence	A
i_f^*	Courant harmonique de référence du filtre	A
L_c	Inductance du réseau coté charge	H
R_f	Résistance du filtre de couplage	Ω
L_f	Inductance de couplage	H
R_s	Résistance du réseau	Ω
R_c	Résistance du réseau coté charge	Ω
R_d	Résistance de la charge	Ω
L_s	Inductance du réseau coté source	H
C_{dc}	Condensateur de stockage d'énergie	F
f_s	Fréquence de réseau	Hz
f_c	Fréquence de porteuse du hacheur boost	Hz

T_s	Période d'échantillonnage	s
V_d	Tension de la charge (sortie du pont redresseur)	Volt
K	Constante du filtre multivariable (FMV)	/
$\hat{i}_{\alpha\beta}$	Courant à la sortie du FMV	A
$i_{\alpha\beta}$	Courant à l'entrée du FMV	A
Δh	Bande d'hystérésis	A
ω_c	Pulsation de coupure ou de propagation	Rad/s
ω_m	Vitesse du rotor de la turbine éolienne	Rad/s
T_N	Couple nominale du GSAP	Nm
ψ	Flux magnétique permanent	Wb
P_N	Puissance nominale de la GSAP	kW
V	Vitesse de vent	m/s
P_{vent}	Puissance du vent	W
$P_{turbine}$	Puissance active délivré par la turbine éolienne	W
P_{mec}	Puissance mécanique de la GSAP	W
P_{em}	Puissance électromagnétique du GSAP	W
P_s	Puissance active du réseau électrique	W
Q_s	Puissance réactive du réseau électrique	VAR
C_p	Coefficient de puissance	/
ΔI_{MPP}	Variation du courant du point maximal de puissance	A
I_{MPP}	Courant du point maximal de puissance	A

Liste des acronymes

Acronyme	Désignation
F_{dis}	Facteur de distorsion
F_c	Facteur de crêt
F_{dep}	Facteur de déphasage
F_{dis}	Facteur de distorsion
$THDi$	Distorsion harmonique individuelle
$HVDC$	High voltage direct current
$IGCT$	Integrated gate commutated thyristor
THD	Taux de distorsion harmonique.
THD_V	Taux de distorsion harmonique en tension
THD_I	Taux de distorsion harmonique en courant
$IEEE$	Institute of Electrical and Electronics Engineers
$THDi$	Distorsion harmonique individuelle
THD	Taux de distorsion harmonique.
CEI	Commission Electrotechnique International
PCC	Point commun de raccordement
$IGBT$	Insulated Gate Bipolar Transistor

<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>GTO</i>	GateTurn-Off Thyristor
<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>PWM</i>	Pulse With Modulation
<i>FAP</i>	Filtre actif parallèle
<i>FAS</i>	Filtre actif série
<i>UPQC</i>	Unified Power Quality Conditioner
<i>FPP</i>	Filtre passif parallèle
<i>FFT</i>	Fast Fourier Transform
<i>h</i>	Ordre d'harmonique
<i>DCC</i>	Méthode de détection directe du courant de charge
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
<i>FMV</i>	filtre multi-variable
T_{32}	Transformation inverse de Concordia
T_{32}^t	Transformation de Concordia
<i>FPH</i>	Filtre passe haut
<i>FPB</i>	Filtre passe bas
$p(\theta)$	Matrice de rotation de Park
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
T_i	interrupteur
C_i	signaux de commande logiques
$(d-q)$	Transformation de Park
<i>PI</i>	Régulateur proportionnel intégral
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain intégral
<i>SCEE</i>	Système de conversion d'énergie éolien
<i>GSAP</i>	Génératrice Synchronne à Aimant Permanent
<i>AV-F</i>	Avant le filtrage actif des harmoniques
<i>AP-F</i>	Après le filtrage actif des harmoniques
<i>PV</i>	Source photovoltaïque
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>RTI</i>	Real time interface
<i>ANFIS</i>	Adaptive neuro-fuzzy inference system
<i>PCC</i>	Prediction current control
<i>IT2-FLC</i>	Interval Type-2-Fuzzy Logic Controller
<i>VSI</i>	Voltage Source Inverter (onduleur de tension)
<i>LAS</i>	Laboratoire d'automatique de Sétif
<i>GAO</i>	Algorithme d'optimisation génétique
<i>D</i>	Le rapport cyclique du hacheur élévateur

Introduction générale

Les équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques sont des charges dites non linéaires, ils sont indispensables pour différents besoins industriels, domestiques et tertiaires, ces équipements injectent des courant harmoniques dans les réseaux électriques, ils se propagent à travers l'impédance du réseau et créer des tensions harmoniques. Ces harmoniques se propagent de la charge vers le réseau et engendrent des chutes de tensions harmoniques qui s'ajoutent à la composante fondamentale de la tension délivrée par le réseau. Ce qui en résulte une tension affectée d'un contenu harmonique, cette pollution harmonique a des effets néfastes instantanés ou à long termes, parmi ces effets, on peut noter la dégradation de la tension au point de raccordement, l'échauffement des câbles et transformateurs, le vieillissement du matériel et l'éventuel dysfonctionnement d'équipements perturbés.

Pour remédier à ces problèmes, Il existe plusieurs techniques permettant de minimiser la pollution harmonique provoquée par les charges non linéaires. Le surdimensionnement des éléments du réseau, l'utilisation des transformateurs spéciaux, la reconfiguration de la charge non linéaire et les dispositifs de filtrages. Cette dernière est la plus populaire et plus efficace. Il existe deux voies pour le filtrage des courants harmoniques, le filtrage passif ou le filtrage actif. Ce dernier est la partie maitresse de cette thèse.

La solution à base des filtres passifs est inabordable, car leur dimensionnement dépend du spectre du courant de la charge et de l'impédance du réseau, c.à.d. toute modification des paramètres du réseau ou de la charge peut rendre le filtre inadapté et entrainer des éventuelles résonances.

Plusieurs solutions à base des filtres actifs ont été déjà proposées dans la littérature et d'autre sous tests. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles aujourd'hui, on trouve le filtre actif parallèle, filtre actif série, ou les combinaisons parallèle-série.

Dans le cas où les courants de source sont non sinusoïdaux, le filtre actif parallèle de puissance se comporte comme un générateur des courants, qui injecte des courants harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques contenues dans la charge non linéaire, est aussi considéré comme la meilleure solution pour l'atténuation des courants harmoniques dans les applications de faible et moyenne puissance. Les performances du filtre actif sont fortement liées au type de la commande des interrupteurs de l'onduleur, par le dimensionnement des filtres passifs capacitif et inductif, par la dynamique des algorithmes d'extraction des harmoniques de référence et de la performance de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif.

Cependant le filtrage actif présente également certaines inconvénients spécifiques, notamment son coût élevé pour des applications industrielles, la puissance nécessaire pour alimenter le filtre actif est importante, puisque la source d'alimentation du filtre actif parallèle est

un réservoir capacitif qui se charge via un redresseur formé par les diodes montées en antiparallèle aux bornes des transistors, donc la source d'alimentation est dite source flottante, la tension du réservoir capacitif doivent être supérieur à celle du réseau électrique dans laquelle la charge non linéaire est raccordée.

Plusieurs solutions ont été développées afin de remédier à cet inconvénient, la plus reconnue est l'utilisation des filtres hybrides, d'autres recherches sont allés vers le développement de solutions hors le filtrage hybride, et afin de fournir un compromis qui réduire le cout du filtrage et de garantir l'efficacité du filtrage qui se traduit par la réduction du taux de distorsion harmonique THD, deux solutions sont proposées, la première est basé sur les méthodes d'identifications des courants harmoniques de références pour avoir d'autres formes de filtrage actif, et l'autre consiste à chercher des moyens efficaces qui ils peuvent alimenter le filtre actif, cette dernière solution n'est autre que la source renouvelable (éolienne et photovoltaïques).

Les performances d'un filtre actif sont généralement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les courants harmoniques de références, ainsi que la méthode utilisée pour la poursuite de ces références. Ces algorithmes d'identifications des harmoniques de références sont utilisés pour réduire la puissance du filtre actif au lieu de changer la structure du filtre actif comme le cas du filtre hybride, au lieu d'identifier la totalité des harmoniques, il suffit d'identifier les courants harmoniques les plus gênants pour y filtrer ensuite via un filtrage actif sélectif convenable. Cette solution présente un bon compromis entre le coût du filtre et la qualité du filtrage (récupération de la forme d'onde sinusoïdale). Plusieurs techniques d'identifications sélectives des courants harmoniques de référence ont été proposées pour répondre mieux à cet objectif.

Comme deuxième solution, en profitant le développement illimité des topologies des systèmes de conversion d'énergie éolienne, l'alimentation du filtre actif est assurée par une source autonome (éolienne), les fonctionnalités du filtre actif sont intégrées dans le système de conversion d'énergie, cette conversion nécessite des algorithmes de commandes qui assurent la bonne gestion du système, ces contrôleurs avancées, sont utilisés pour piloter le transfert de l'énergie éolienne entre les élément du système (générateur éolienne- charge-réseau), les avantages de cette cascade sont multiples et se considère comme un meilleur moyen qui permet:

- ✓ d'assurer l'alimentation du réservoir capacitif du filtre actif et la maintenir constante,
- ✓ de compenser les harmoniques et la puissance réactive générée par les charges non linéaires.
- ✓ d'assurer le besoin de la charge non linéaire en puissance active

- ✓ d'injecter le surplus de la puissance active générée par le système éolien au réseau électrique.

A travers le travail présenté dans cette thèse, nous mènerons systématiquement une étude théorique, par simulation suivi par des validations expérimentales d'un filtrage actif triphasé en essayant de répondre au mieux aux objectifs cités ci-dessus.

Dans le **premier chapitre**, le phénomène de la pollution harmonique, leurs origines, leurs conséquences et les réglementations internationales imposées sont présentées. Ensuite, les différents remèdes classiques et récents permettant d'y remédier sont présentés, ce chapitre se termine par un état de l'art sur l'évolution des filtres actifs, une attention particulière est réservée au filtrage actif parallèle.

Le **deuxième chapitre** est réservé à l'étude des différents algorithmes d'identification des courants harmoniques de références à base d'un filtre multi-variable (FMV), en vue d'améliorer la qualité du filtrage du filtre actif, la méthode puissances instantanées ($p-q$), la méthode du référentiel synchrone de Park ($d-q$) et la méthode de détection du courant de charge sont les trois méthodes d'identification concernés à modifier par le filtre multivariable, l'objectif de cette modification est pour les rendrais adaptatifs avec le régime de la tension du réseau (distordu ou déséquilibré). En premier temps, le principe du FMV, et leur réponse fréquentielle pour différentes composantes fondamentales et harmoniques ont été effectués, ensuite la manière d'identification des harmoniques de références de chaque méthode est présentée et cela pour les deux cas classique et modifiée, et y compris la modification du circuit PLL, ensuite nous présentons ce mécanisme d'identification en présence du FMV pour un système de filtrage actif monophasé. Le comportement du filtre multivariable avec différents types de réseau sera validé par des résultats de simulation dans l'environnement Matlab/Simulink.

Dans le **troisième chapitre**, nous nous intéressons en premier temps par le dimensionnement du filtre actif et ses éléments tels que le filtre passif de couplage, et le condensateur du bus continu. On passe ensuite à présenter le régulateur flou qui sera utilisé pour maintenir la tension du bus continu constante autour de sa valeur de référence imposée, aussi la commande hystérésis sera choisie pour générer des signaux de commutations des semi conducteurs de puissance de l'onduleur de tension, de plus, on va utiliser la méthode de puissance instantanées ($p-q$) modifiée par le FMV pour générer les harmoniques de courant, et à travers le logiciel Matlab/Simulink on va examiner la capacité du FAP en régime permanent et dynamique, avec différents régimes du réseau électrique et différents types de charges (inductive et capacitive), ensuite on va examiner le comportement du FAP avec une source

d'alimentations photovoltaïque, l'efficacité du FAP sera jugé par les formes d'ondes et leurs spectres harmoniques des courants de sources avant et après le filtrage des courants harmoniques, la méthode d'identification $(p-q)$ modifiée sera appliqué dans un système de filtrage actif parallèle monophasé. Ce chapitre se termine par une implémentation pratique en temps réel de la méthode d'identification $(p-q)$ modifiée sur un banc d'essai expérimental du filtre actif parallèle triphasé.

Dans le **quatrième chapitre** une solution jugée efficace est proposée pour réduire la puissance et la taille du filtre actif parallèle, cette solution consiste à utiliser le filtre actif parallèle pour supprimer des harmoniques spécifiques (généralement les harmoniques ciblés sont des basses fréquences), pour cela on va proposer deux nouvelles techniques d'identification sélective des courants harmoniques à base d'un filtre multivariable, la première est la méthode de puissance instantanés $(p-q)$ modifiée et la deuxième est la technique du référentiel synchrone $(d-q)$ modifiée, le principe d'identification sélective des courants harmoniques, dans un système de filtrage actif triphasé, pour chaque technique sera présenter clairement, ce principe d'identification sélective des harmoniques à base des deux méthodes sera généralisée sur un système de filtrage actif parallèle monophasé. Les avantages des deux techniques modifiées sont apparus en les comparant avec ses versions classiques, les deux techniques de filtrage sélectif seront validées par simulation et par validation pratique sur un banc d'essai du filtrage actif parallèle triphasé.

Le **dernier chapitre** est consacré à l'étude du fonctionnement d'un filtre actif incorporé dans un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent GSAP, l'alimentation du filtre actif est assurée par le système éolien, et les fonctionnalités du filtre actif ont été intégrées dans le système global afin de compenser les harmoniques et la puissance réactive générée par la charge non linéaire, et d'injecter la puissance active au réseau, le système de conversion d'énergie éolienne est contrôlé par des contrôleurs évolués (contrôle prédictif du courant, logique floue de type-2, contrôleur ANFIS) sous différents régimes fonctionnements que se soit statiques et dynamiques (selon différentes vitesses du vent), l'efficacité du système étudié sera validée pratiquement par un banc d'essai expérimental avec une carte Dspace 1104. Les résultats obtenus seront comparés avec des résultats pratiques obtenus par d'autres techniques trouvées dans la littérature.

Ce travail sera terminé par des conclusions et perspectives.

Chapitre I :

*Etat de l'art sur les perturbations
harmoniques dans les systèmes électriques et
les stratégies de préventions contre ces
perturbations*

I.1.Introduction

L'utilisation illimitée de l'emploi des 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 coûts 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 déformés, 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 fondamental 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 [1].

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, et 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 différentes remèdes pour balayer les problèmes des harmoniques sont exposés afin d'assurer 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 termine par un état de l'art sur l'évolution des filtres actifs.

I.2. Définition des perturbations harmoniques

Les harmoniques sont des tensions ou courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du réseau, 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 [1-2]. 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 comme la montre la Figure. I.1) de fréquence $f=50\text{Hz}$, peut être représentée, selon la décomposition harmonique sous la forme d'une somme de fonction composée:

- 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 égales 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.

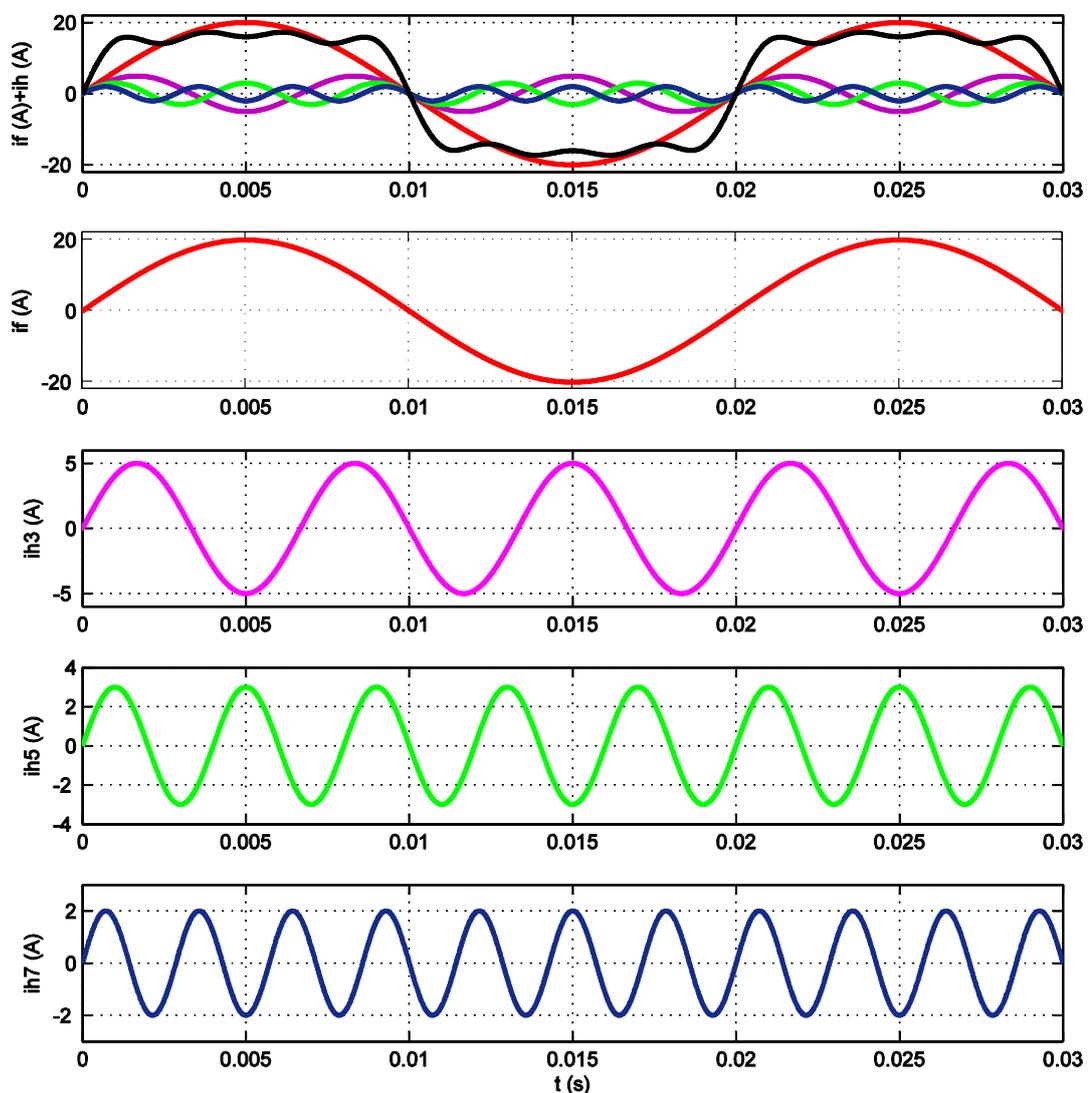


Figure. I.1. Décomposition d'un signal périodique

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 tels que les inter-harmoniques et les infra-harmoniques qu'ils sont définis comme suite:

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 [3], [9]. Ces variations sont provoquées par des machines telles que les fours à arc, les cyclo-convertisseurs et les variateurs de vitesse...etc.

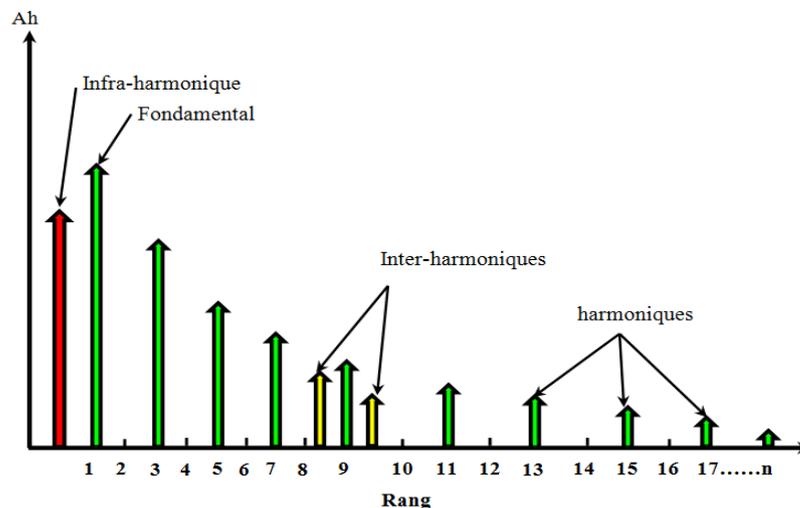


Figure. I.2. Représentation spectrale d'un signal polluée

I.3. Classification des harmoniques

Les harmoniques sont généralement classées par leurs noms, leurs fréquences et leurs séquences de propagations, le système triphasé équilibré non sinusoïdal est la superposition de trois systèmes triphasés équilibrés sinusoïdaux, direct, inverse et homopolaire [4] :

I.3.1. Les harmoniques du système direct

Le système direct comporte le fondamental (50 Hz) et les harmoniques de rang impair égal à $3k+1$, soit 7, 13, 19,...etc. Ces harmoniques se propagent dans la même direction du fondamental, Généralement, ces harmoniques de séquences positives ne sont pas souhaitables, car elles sont responsables de la surchauffer des conducteurs, des lignes de puissance et des transformateurs en raison de l'addition des formes d'ondes.

I.3.2. Les harmoniques du système inverse

Le système inverse dus aux harmoniques de rang impair égal à $3k-1$, soit 5, 11,17, 23,...etc. 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 est alimentée par une source de tension sinusoïdale, elle absorbe un courant sinusoïdal, à titre d'exemple des charges linéaires les résistances, les inductances...etc. La Figure.I.3 illustre ce type des charges électriques.

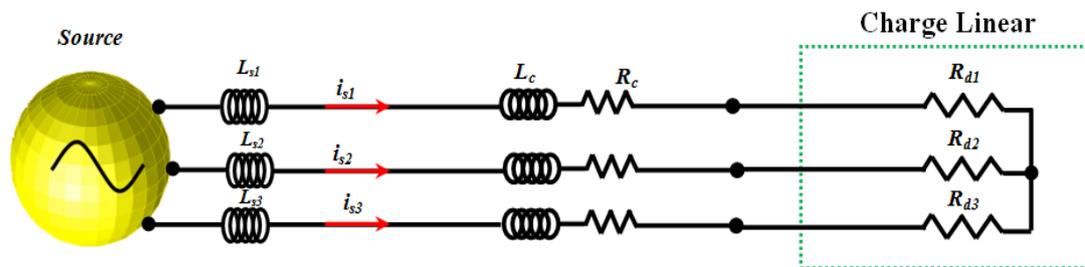


Figure. I.3. Structure d'une charge linéaire résistive triphasé

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.

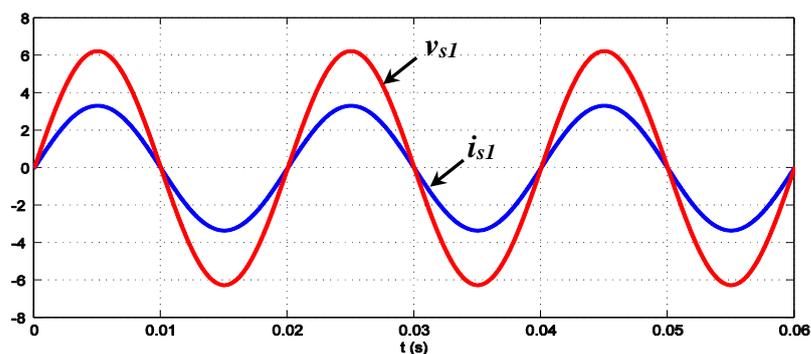


Figure. I.4. Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive

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 [5]. 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.

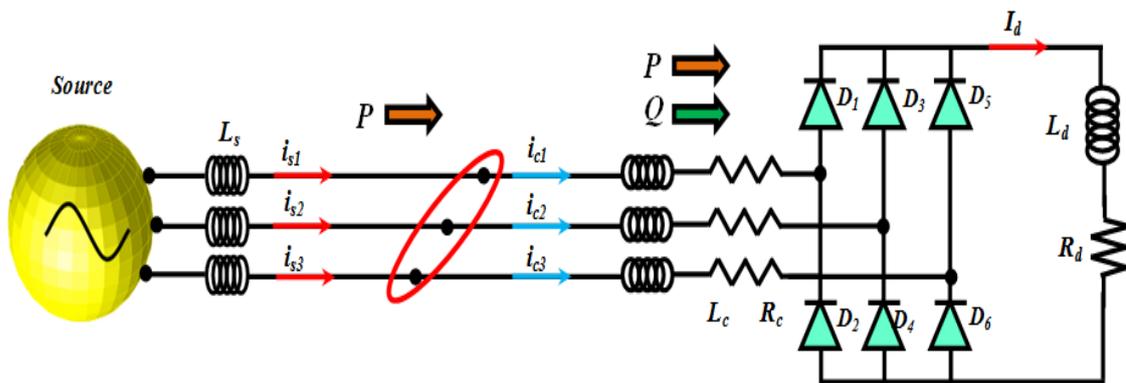


Figure. I.5. Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive

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

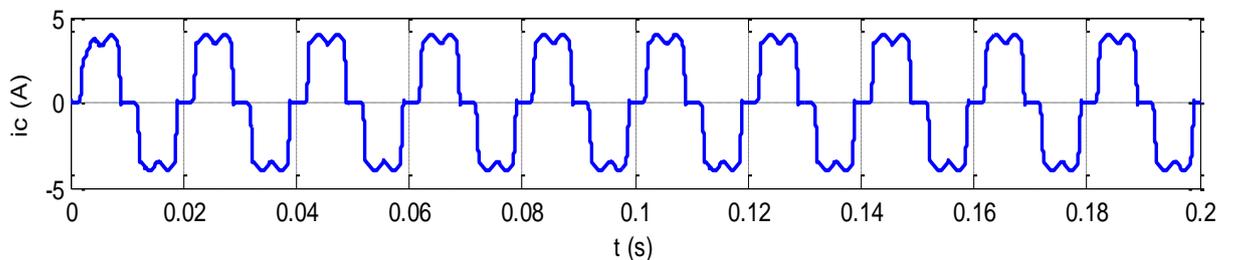


Figure. I.6. Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante

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. [4], [9]. 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 la déformation 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 [4-5].

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, ...etc.).
- 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, ...etc.).

- 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.
- 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.
- vieillissement 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 [4]. Les expressions des tensions et de courants instantanés sont données par les expressions suivantes :

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

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

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

Par définition, la valeur efficace d'un signal périodique (courant ou tension) est définie comme suite :

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

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

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

$$p(t) = 3.v(t) \times i(t) \quad (\text{I. 5})$$

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

$$P = 3 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_{h,eff} \cdot I_{h,eff} \cos(\theta_h - \phi_h) = 3 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} p_h. \quad (\text{I. 7})$$

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 [7], [13].

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

Où S : Puissance apparente.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

$$P = 3 \cdot V_{eff} I_{1,eff} \cos(\phi_1) \quad (\text{I. 9})$$

$$Q = 3.V_{eff}I_{1eff} \sin(\phi_1) \quad (I. 10)$$

$$S = 3.V_{eff}I_{1eff} \quad (I. 11)$$

$$D = 3.V_{eff} \sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots I_{h,eff}^2} \quad (I. 12)$$

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 [11] :

$$F_p = \frac{P}{S} \neq \cos \phi_1 \quad (I. 13)$$

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff} \times I_{1eff} \times \cos \phi_1}{V_{eff} \times I_{eff}} = \frac{I_{1eff}}{I_{eff}} \cos \phi = F_{dis} \times F_{dép} \quad (I. 14)$$

$$F_p = F_{dis} \times F_{dép} \quad (I. 15)$$

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 THDi

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

$$THD_i = \frac{I_{h,eff}}{I_{1,eff}} \quad (I. 16)$$

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 [4]. Le taux global de distorsion harmonique caractérisant l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé est défini de la façon suivante :

$$THD_V(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} (V_h)^2}}{V_1} \quad (I. 17)$$

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

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. Donc quelques dysfonctionnements sont possibles.
- Une valeur de THD_V supérieure à 8% révèle une pollution harmonique importante. Donc des dysfonctionnements sont probables. Pour cela 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 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 sont définis comme suite:

- 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 apparue un risque d'échauffements de matériels, 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. Donc 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* (Institute of Electrical and Electronics Engineers) en Amérique [6-13], 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 [7].

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 V_i) 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 16A 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 [12].

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 (triphasé). 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
≥ 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 des appareils propres

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° . 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.

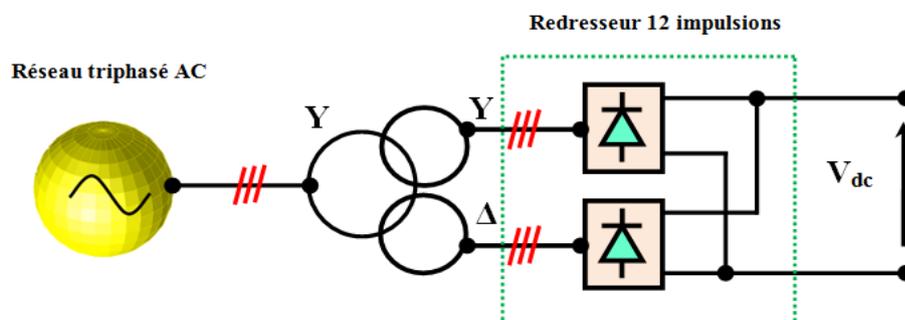


Figure. I.7. Structure du redresseur 12 impulsions

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° . 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 [15-16].

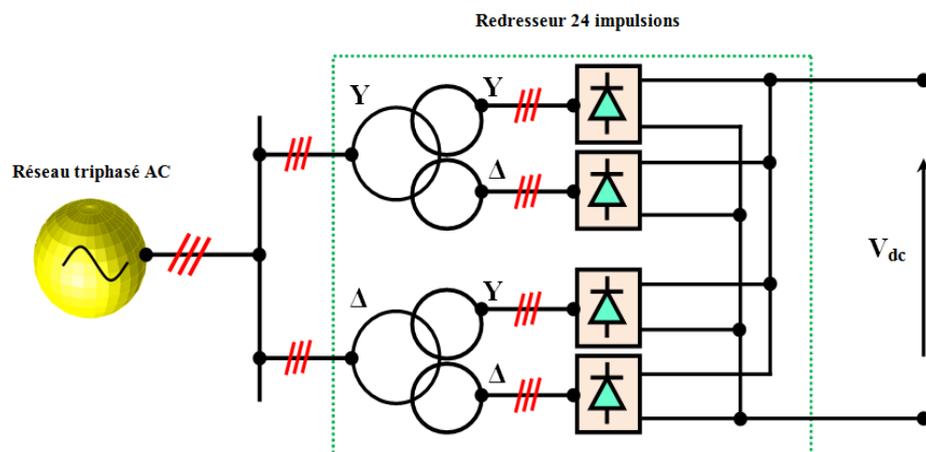


Figure. I.8. Structure du redresseur 24 impulsions

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 de réseau parfaitement sinusoïdal [4], [17-18].

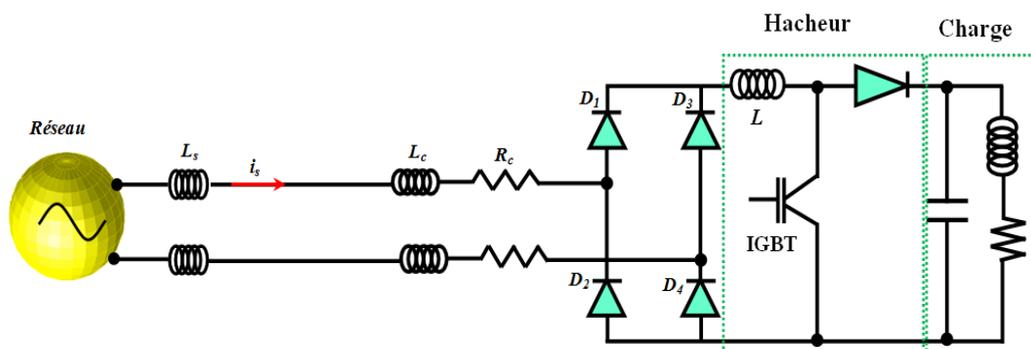


Figure. I.9. Structure d'un redresseur à absorption sinusoïdale

I.8.1.3. Utilisation des redresseurs 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, des transistors MOSFET pour les moyennes et petites puissances, et 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 triphasé de source tension.

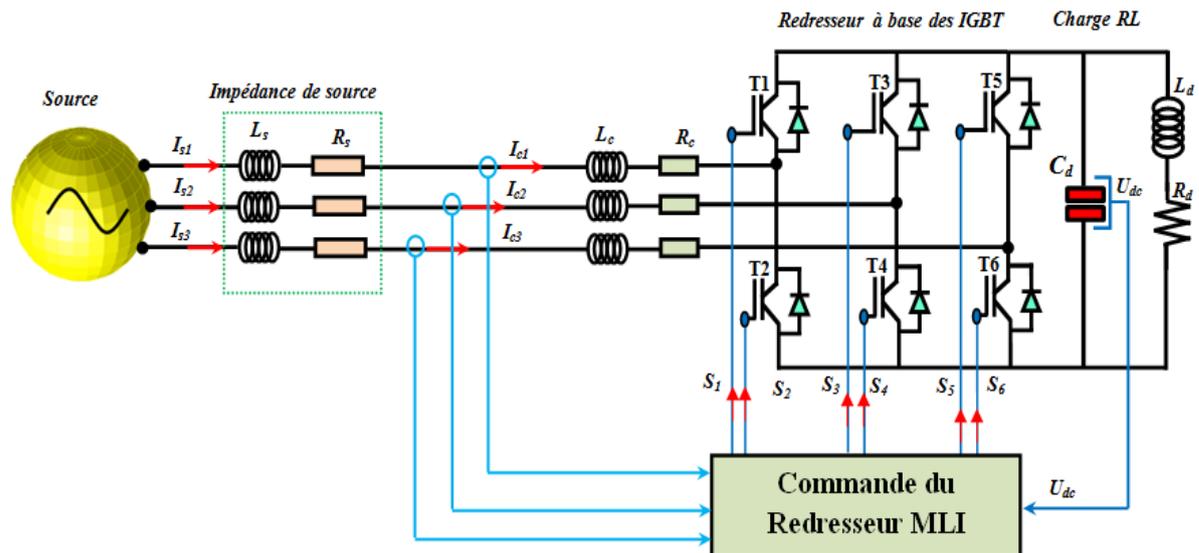


Figure. I.10. Structure d'un redresseur MLI de source tension

Pour la commande des semi conducteurs, on utilise la technique de la modulation de largeur d'impulsion, à échantillonnage naturel (intersection triangulaire-sinusoïdale) ou calculée. Suivant le même principe, selon lequel l'onduleur peut fournir une tension sinusoïdale, le redresseur peut absorber un courant sinusoïdal de la source [17-19].

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 [19].

- Courant presque sinusoïdal 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 ou par action sélective, on va présenter trois structures de filtres, qui ils sont le filtre passif, filtre actif et le filtre hybride qui combine le filtre actif avec le filtre passif [19-20].

I.8.2.1. Utilisation des Filtrage 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} .

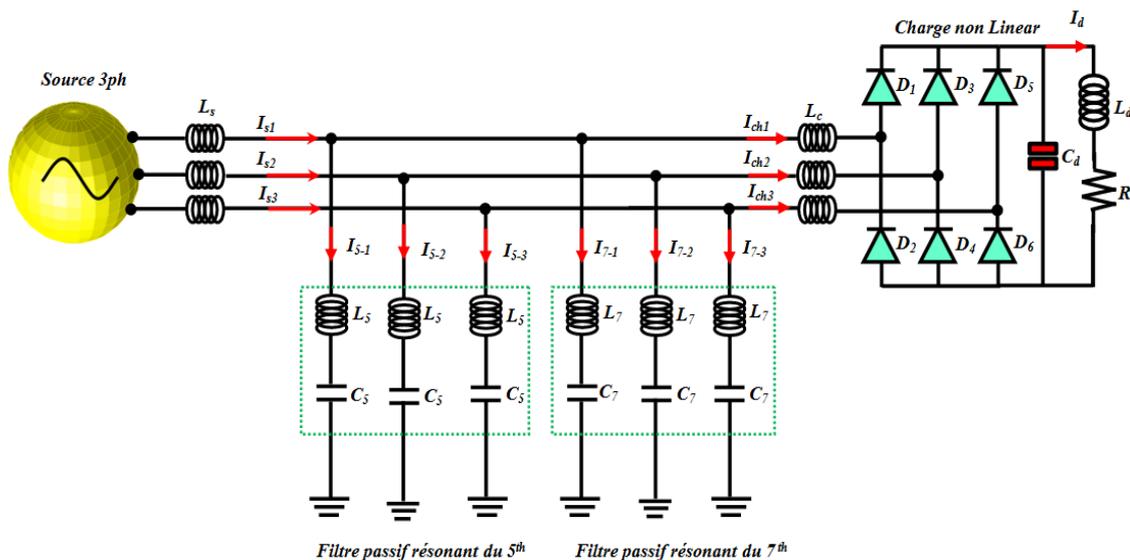


Figure. I.11. Structure du filtre passif parallèle résonant

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 [20-23]. 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 [9], [16]. 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 [16]. L'inconvénient de ce type de filtre passif est la variation des éléments L_h et C_h due à leur vieillissement et à leur qualité [16]. 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) ont été proposés autour de la décennie de 1970 [24-25]. Depuis, beaucoup de recherches ont été développées sur ces systèmes et leurs applications pratiques [26-28].

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 [4].

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [9], [4], [25]:

- 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 le filtre actif et l'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 [25], [29-31]. La Figure. I.12. illustre la structure générale d'un filtre actif parallèle triphasé.

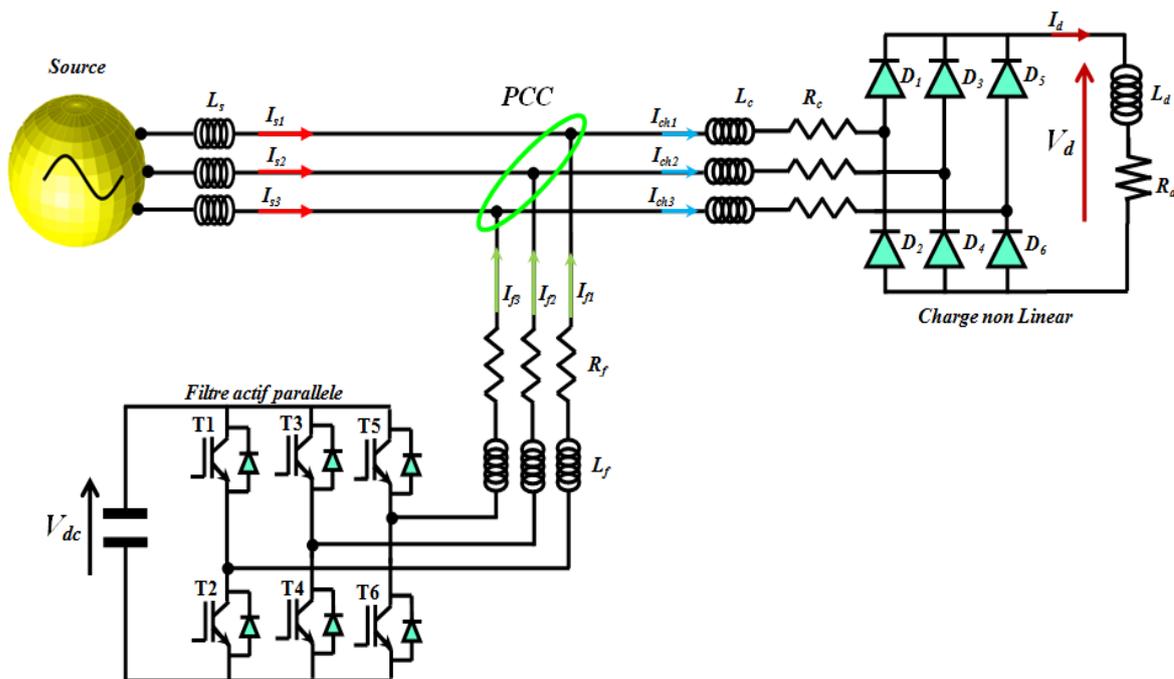


Figure. I.12. Structure du filtre actif parallèle triphasé

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 [30], [33-36]. 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 sources différentes 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 (FAP) comme le montre la Figure. I.13 rendre le système globale multifonctionnelle [37-41], 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 continue d'une part, et d'autre part de fournir la puissance active nécessaire pour la charge et d'injecter 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 [37].

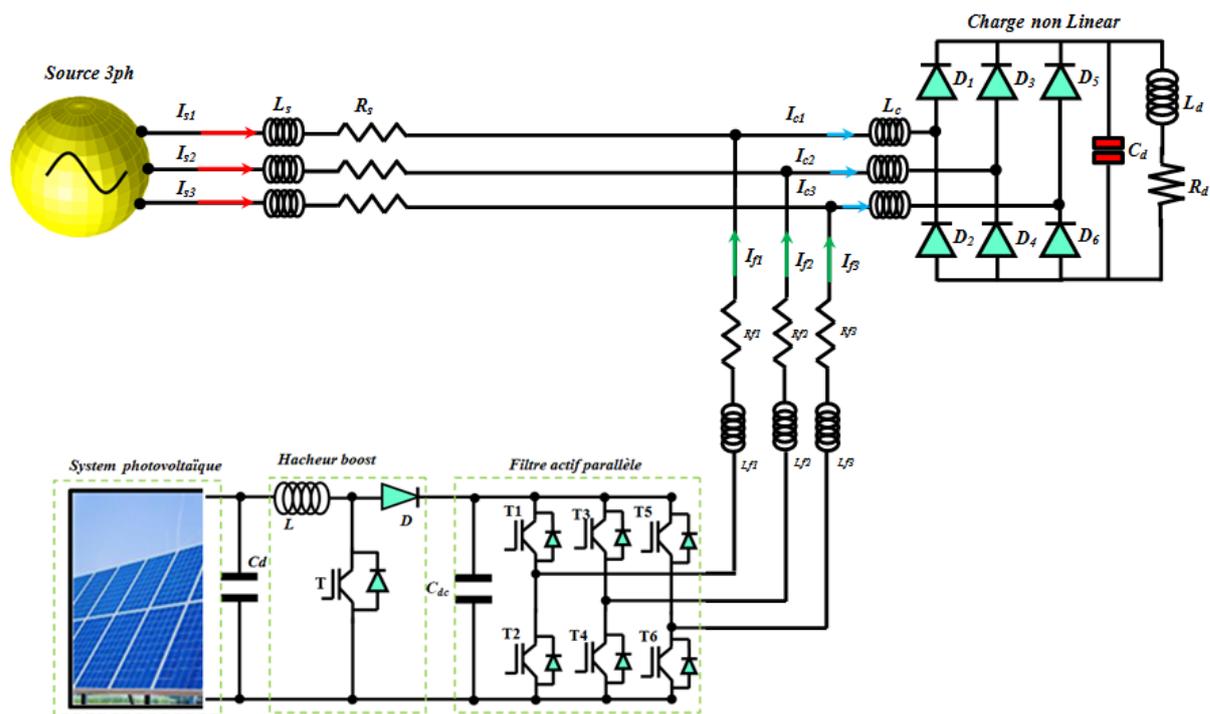


Figure. I.13. Association sérié du filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque

I.8.2.2.1.2. Association série d'un filtre actif parallèle avec un système éolienne

La Figure. I.14 montre un système de conversion d'énergie éolienne compris un filtre actif parallèle, à pour but d'assurer à la fois le filtrage des harmonique de courants et la compensation de la puissance réactive provoqué par la charge non linéaire.

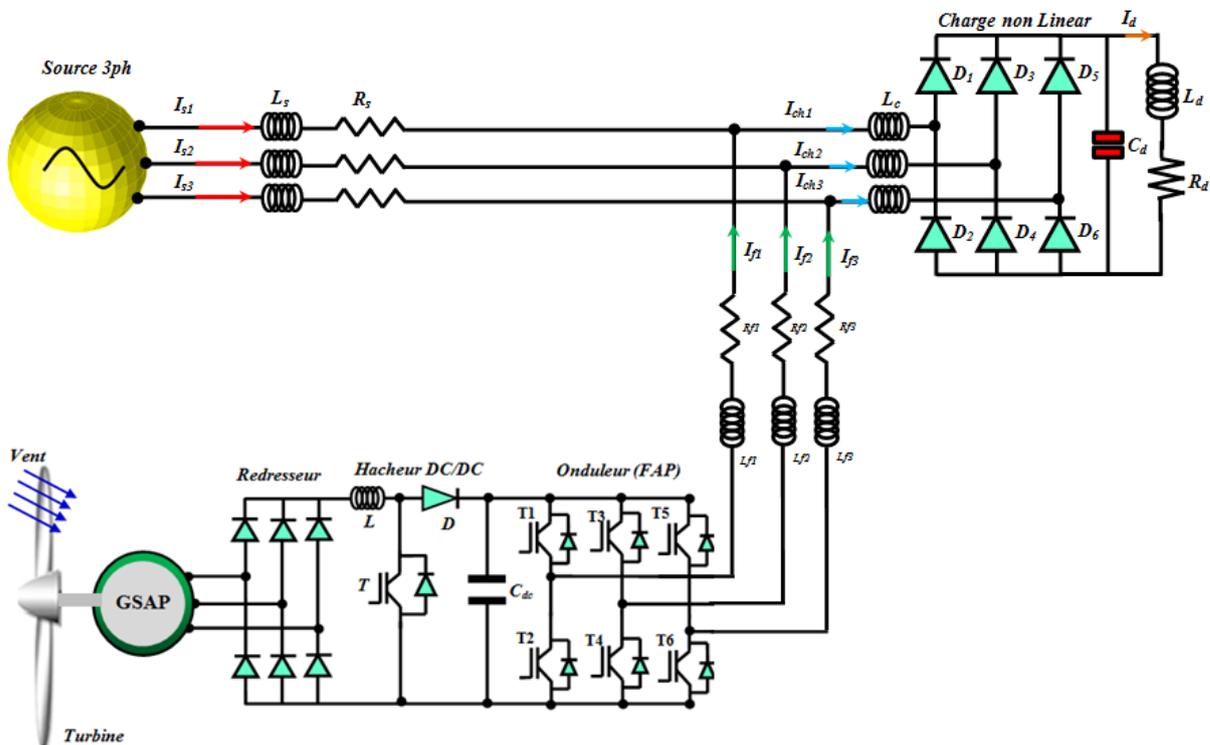


Figure. I.14. Association sérié du filtre actif parallèle avec un système éolienne

Cette structure permet d'assurer l'alimentation du filtre actif, et de fournir la puissance active et réactive nécessaire pour la charge, est permet de manager l'écoulement de puissance active entre le réseau et le système éolien en plus de la fonction de compensations [40-43].

I.8.2.2.2 Filtre actif série (FAS)

Le rôle filtre actif série est de modifier localement l'impédance du réseau [4], son structure est montré 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 des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension au point de raccordement peut être rendue sinusoïdale.

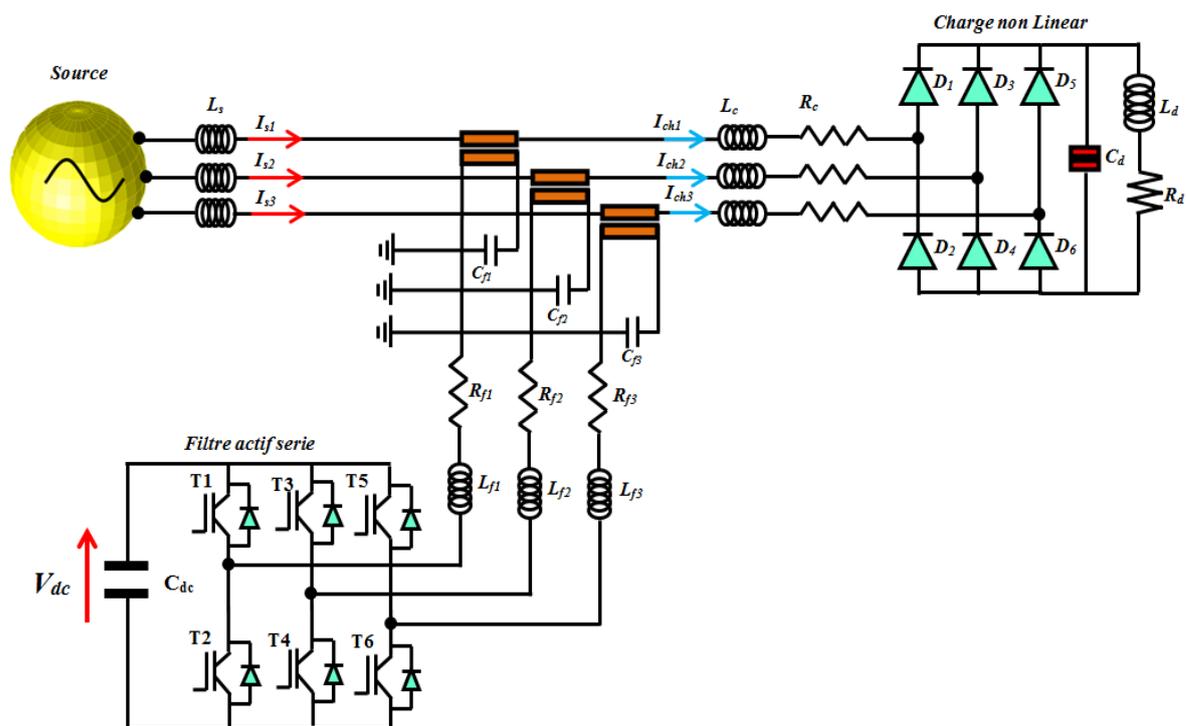


Figure. I.15. Structure du filtre actif série

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 [25-26]. 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 [45].

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).

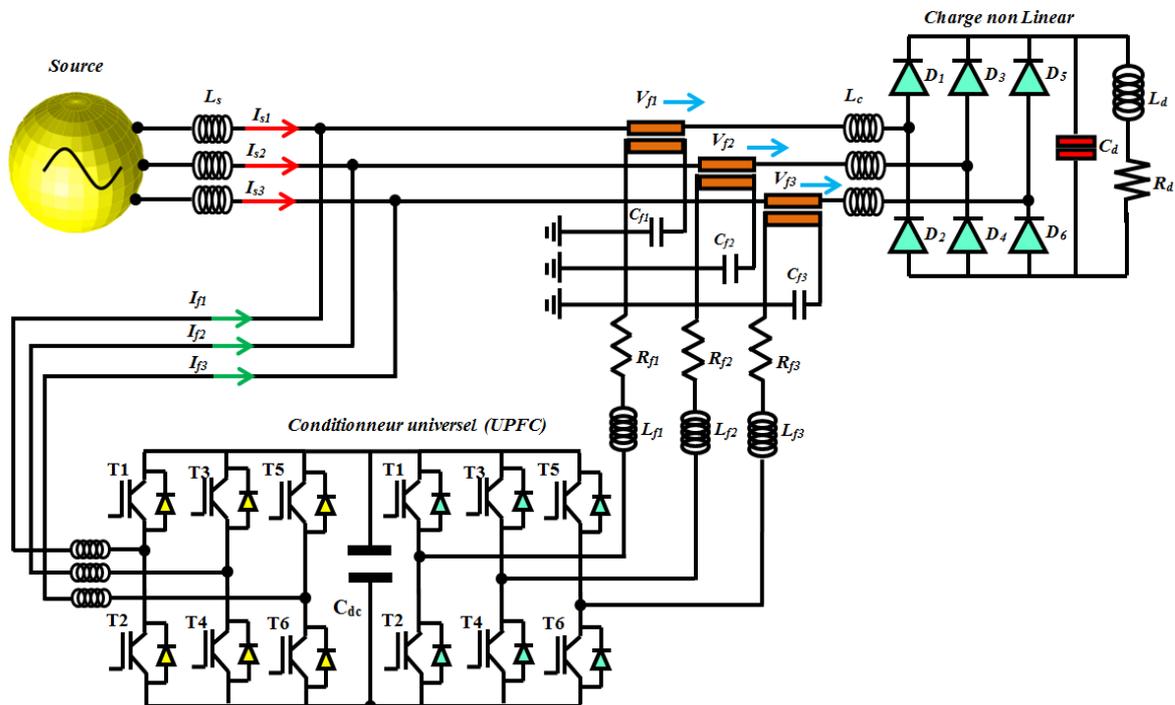


Figure. I.16. Structure du conditionneur universel de la qualité d'onde 'UPQC'

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 [25-26],[46].

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 [25-26].

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 FAP avec des filtres passifs résonants

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.

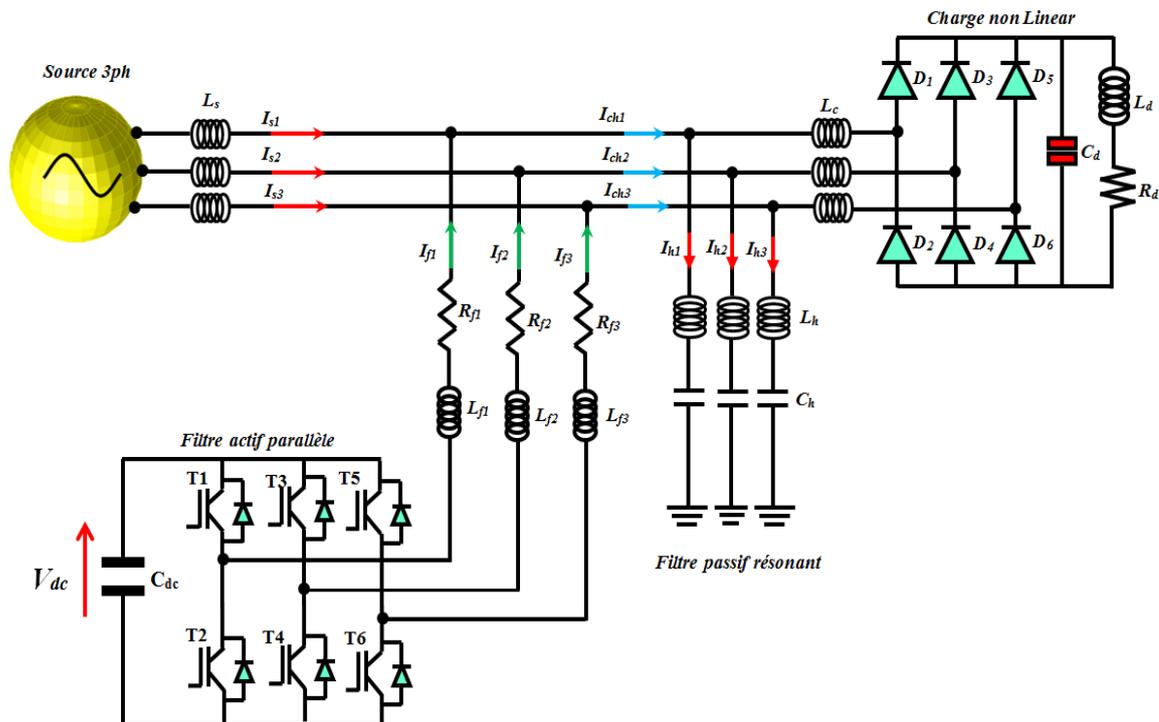


Figure. I.17. Association du filtre actif parallèle avec filtre passif

La partie du filtre passif parallèle (FPP) est occupé pour la compensation des harmoniques de faible rang (les courants de 5^{ième} et 7^{ième} 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 [34], [25].

I.8.2.3.2. Configuration d'un FAS 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 [25], [46], [16].

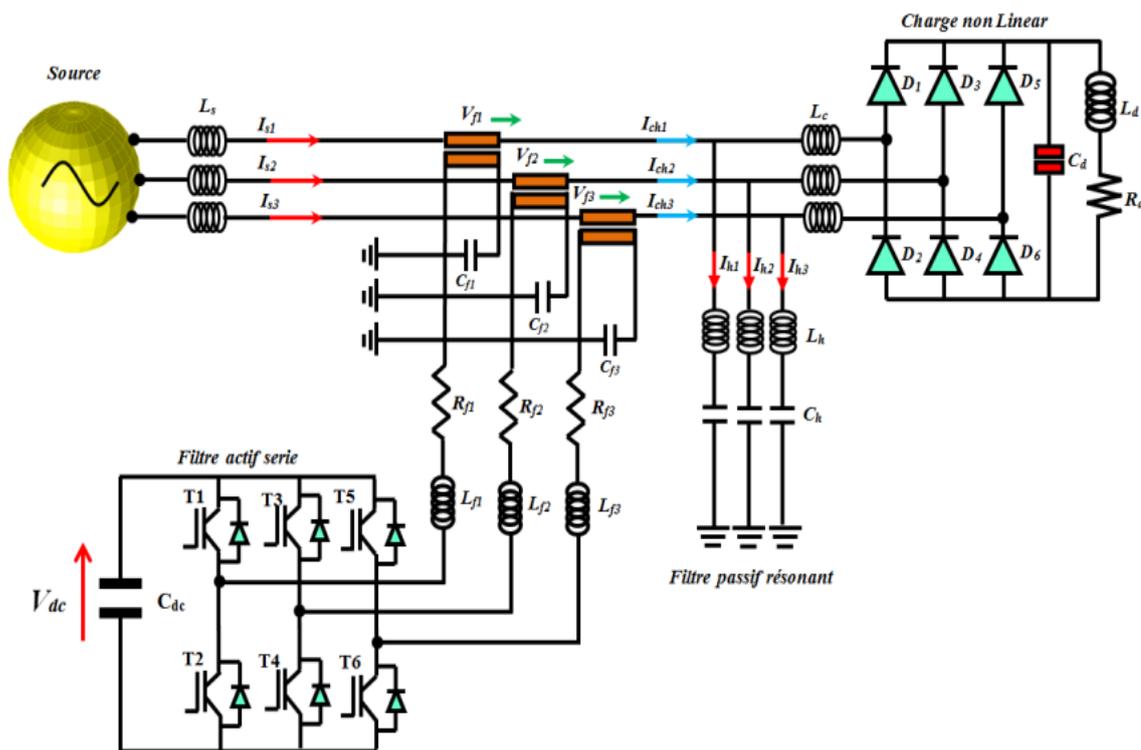


Figure. I.18. Association du filtre actif série avec filtre passif résonant

I.8.2.3.3. Configuration d'un FAP en série avec un filtre passif résonant

Dans cette configuration, les deux filtres actif et passif sont directement connectés en série, sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme le décrit la Figure.I.19.

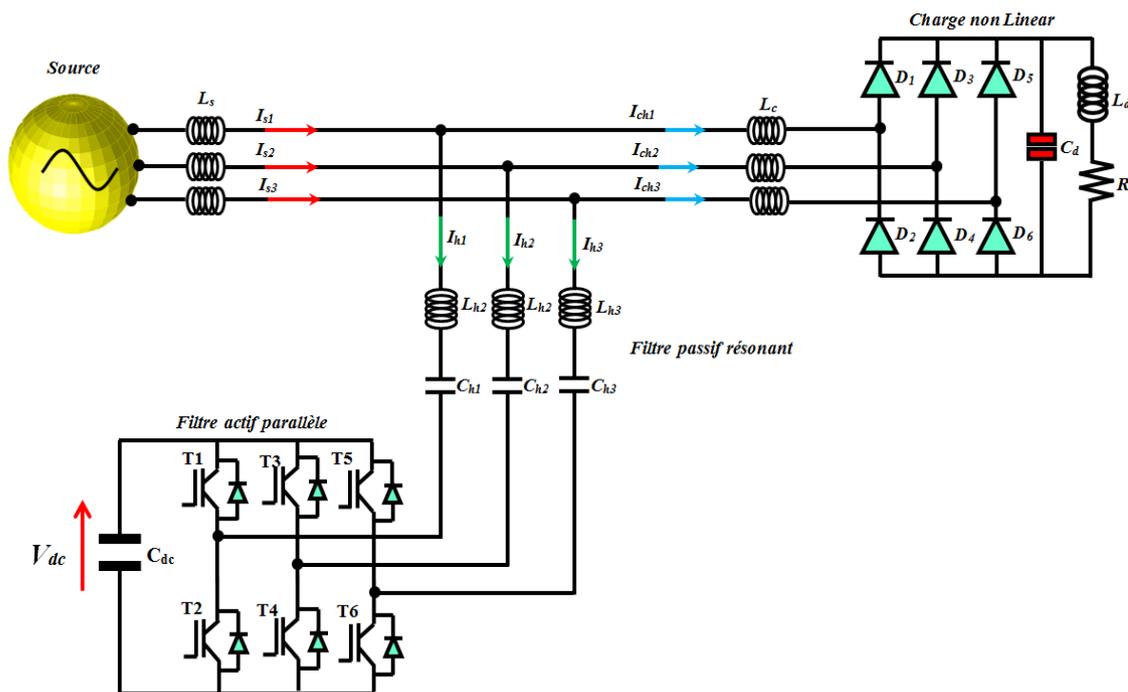


Figure. I.19. Association sérié du filtre actif parallèle avec le filtre passif résonant

Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce système présente deux avantages : le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible et le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [36],[34].

I.9. Etat de l'art sur l'évolution des filtres actifs de puissance

Puisque le cœur de cette thèse repose sur filtre actif des harmoniques et ses incorporations dans le milieu industriel, il est très important de présenter leur évolution avant de clôturer ce chapitre. Les filtres actifs de puissance a connu une évolution progressif, et à cause de ça, un stade de recherche au développement de filtre actifs a été lancé dans ce domaine, depuis de la compensation des harmoniques et de la puissance réactive des réseaux de distribution, jusqu'à la production décentralisée à partir des énergies renouvelables.

La grande flexibilité des filtres actifs est justifie, par la variété de leurs structures (parallèle ou série...etc.) sous différentes stratégies de commande classique tels que la commande hystérésis ou MLI, ou évolué (mode glissant, prédictive,...intelligentes) d'une part, et d'autre part, par leur intégration avec les milieux dans lesquels ils sont installés en particulier avec les systèmes renouvelables. Le principe de base des filtres actifs parallèles a été présenté la première fois par H. Assakis et T. Machida en 1971 [24], [48], qui consiste à forcer le courant de réseau d'être sinusoïdale en injectant un courant de compensation. Les auteurs ont proposé une méthode pour l'élimination des courants harmoniques basée sur le principe de compensation du flux magnétique dans le noyau du transformateur. Dans les deux premières références [48], [24], les filtres actifs parallèles sont conçus à partir d'onduleurs à thyristors commandés en MLI [49]. Ces filtres ont été développés pour éliminer les harmoniques générés par les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission de courant continu à haute tension (HVDC).

L'année **1977** a connue la conception du premier prototype de filtre actif de puissance à base de thyristors à commutation naturelle pour la compensation de courant harmonique, avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance qui commutent à des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de commutation élevées [24].

En **1982**, le premier FAP de $800kVA$, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [50]. Le concept de la théorie de la puissance instantanée réactive qui considérait un système triphasé arbitraire de tensions et de courants en tenant compte de leurs composantes harmoniques, la puissance instantanée active et réactive peut être représenter dans le repère de Concordai [51].

En **1986**, un système combiné d'un filtre actif parallèle de $900kVA$, comprenant la tension de source par un onduleur MLI utilisant des transistors à jonction bipolaire, et un filtre passif de $6600kVA$ a été installé pour absorber les harmoniques générées par des cyclo-convertisseurs de grande capacité [52]. Par la suite, de nombreux onduleurs de puissance commandés par MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif. En conséquence, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en **1996**, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de $50kVA$ jusqu'à $2MVA$ [53].

Au cours des années **1997**, la topologie multiniveaux a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. La référence [54] présente un filtre actif avec un onduleur clampé par le neutre et dans [31] l'auteur a présenté un filtre actif en utilisant des onduleurs en cascade de 11 niveaux. Les années qui ont suivi ont vu de nombreuses publications sur les filtres actifs multiniveaux avec différentes topologies.

En **1998**, dans la référence [53], l'auteur a fait l'implémentation pratique au laboratoire d'un filtre actif parallèle, ce dernier a été évalué à $200V$ et $20kW$, les résultats obtenus montrent que le filtre actif a une grande capacité d'amortissement des harmoniques à travers la ligne de distribution d'énergie. Aussi une nouvelle topologie de convertisseur basée sur la MLI à hystérésis pour contrôler l'onduleur est présentée dans la référence [55]. Par la suite, dans la référence [56] l'auteur propose une nouvelle méthode, pour générer le signal de compensation de courant par un filtre actif, qui utilise un onduleur trois niveaux, pour fournir une réponse transitoire rapide.

En **1999**, un travail sur le filtrage actif triphasé en régime équilibré et déséquilibré pour une compensation active globale et sélective des harmoniques basses fréquences avec différents algorithmes d'identifications des harmoniques de références tel que la théorie des puissance instantanée, ce travail a été validé pratiquement, la méthode à base des observateurs d'état ont été mentionnés dans la référence [4]. Aussi Un filtre actif shunt basé sur la détection de tension pour l'atténuation des harmoniques d'une ligne de distribution d'énergie radiale a été présenté dans la référence [53]

En **2000**, plusieurs travaux sur le filtre actif ont été présentés, parmi eux, un système constitué d'un filtre actif parallèle triphasé et une réactance de lissage est proposé dans la référence [57], ce système permet de réduire considérablement la bande passante de filtre actif parallèle. Dans [58] l'auteur a fait la conception, l'analyse et la simulation numérique d'un variateur de quatre branches en fonction de filtre actif, qui fait la compensation de la puissance réactive et élimine les courants harmoniques en régime déséquilibré. L'évolution des dispositifs d'électronique de puissance vers des applications à chaque fois plus puissantes

est apparait dans le domaine des filtres actifs. Une évolution d'application vers des tensions et des puissances plus élevées a été remarquée.

Dans l'année **2001-2002** qui connue le premier raccordement du filtre actif connecté avec un réseau électrique de moyenne tension [59]. Les auteurs ont proposes, la connexion d'un filtre actif parallèle monophasé a l'extrémité d'une ligne de traction de $25kV$ dans le but de minimiser les harmoniques de tension basse fréquence au point de connexion du filtre d'une part, et d'autre part pour fournir la puissance réactive. Dans la même année, l'auteur propose dans [60] une nouvelle stratégie de commande du FAP est basée sur le contrôle de courant instantané est cela avec des composantes dans le domaine discret.

Dans l'année **2003**, [34], l'auteur propose l'utilisation d'un filtre actif hybride à base d'un onduleur multiniveaux à capacité flottante pour se connecter à un réseau de $20kV$. L'onduleur se comporte comme un diviseur de tension dans le but de limiter la tension que doit supporter le filtre actif. D'un autre côté, dans [36], est décrit un filtre actif hybride biniveaux, constitué d'un filtre passif relié directement en série (sans transformateur) à un filtre actif, le tout directement connecté à un réseau de $3.3kV$.

En **2004**, dans la référence [61] l'auteur propose une étude d'un convertisseur de topologie hybride à cinq niveaux. Un bras de ce convertisseur est composé d'un convertisseur clampé par le neutre qui utilise des IGBTs et l'autre bras est composé d'un convertisseur à deux niveaux conventionnel à IGCTs.

Au cours des années **2005-2011**, dans la référence [36],[62], l'auteur présente une comparaison suivi par validation pratique d'un filtre actif parallèle avec le filtre hybride (association série d'un filtre actif et filtre passif), il a modifiée la technique d'identification des harmoniques de référence à base de la théorie de la puissance instantanée par un filtre multivariable hautement sélective, dans [62] l'auteur présente un type de filtrage actif sélectif à base du référentiel synchrone de Park. Dans la référence [9], l'auteur applique la commande directe de puissance sur un filtre actif triphasé avec implémentation pratique.

Dans l'année **2012**, l'auteur dans [63] a présenté l'évaluation et la comparaison entre les algorithmes d'identifications et leur préférences dans les conditions idéales et non idéales de source de tension qui alimentent une charge non linéaire. Dans [64] l'auteur a procédé à un vaste examen de divers régulateurs, ainsi que les avantages et les inconvénients des techniques étudiées sont présentés, afin qu'il sera une référence utile pour les utilisateurs et les fabricants. Plus tard, dans [65] l'auteur a présenté une étude sur l'évaluation de performance de la méthode $(p-q)$ et la méthode de référentiel synchrone $(d-q)$ dans différentes conditions de tension source avec les régulateurs PI floue. Dans la référence [66] l'auteur a procédé des techniques de commande avancé appliqué sur un filtre actif parallèle à quatre fils.

Dans ces dernière années, le développement du filtre actif et les stratégies de leurs commande a connu une croissance énorme, on peut citer certaine, dans [67] a présenté un nouveau algorithme de contrôle de filtre actif parallèle, fonctionnant dans les différent conditions, cette stratégie proposée ne nécessite pas de transformations de coordonnées ou de calculs compliqués. Dans [68], l'auteur fait l'étude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus, il utilise le filtre multivariable avec la commande directe de puissance pour commande le filtre actif dans le régime de tension du réseau déséquilibré et distordue. Dans [69] l'auteur applique les techniques avancées pour l'identification des harmoniques et la commande du filtre actif parallèle, dans [70] l'auteur a été validé pratiquement différentes techniques de contrôle du filtre actif parallèle, il a utilisé le contrôleur flou adaptatif, et le contrôleur backstepping, le référentiel synchrone modifiée, [72],[38] les auteurs proposent un système de conversion de l'énergie photovoltaïque incorporant un filtre actif triphasé et monophasé, le système a été validé pratiquement par des techniques avancés tell que la commande prédictive, les commandes intelligents. Dans [74-82], l'auteur a présenté une étude comparative entre trois méthodes de filtrage actif parallèle sélectif, la première est basé sur la méthode de puissance instantané, la deuxième est basé sur le référentiel synchrone de Park et la troisième est basé sur le filtre multi variable, aussi l'auteur a été abordé l'influence des charge de caractère capacitive sur la qualité de filtrage du filtre actif parallèle.

Les travaux qu'ils font l'association du filtre actif avec les systèmes éolienne sont multiples [71], l'intégration des fonctionnalités du filtre actif est la contribution principale de ces travaux. Dans l'article [43], nous avons appliqué des techniques de commande évoluées, à base du contrôleur floue de type 2 et contrôleur prédictif du courant, pour commande le filtre actif qui est alimenté par un système éolienne. Notre système a été validé pratiquement pour différent régime de fonctionnement.

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 à base d'un filtre multivariable, pour un filtrage monophasé et triphasé, fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II :

Stratégies d'extraction globale des courants harmoniques de références à base d'un filtre multivariable.

II.1. Introduction

Afin d'appliquer un filtrage actif global des 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), ils permettent de définir les performances et la stabilité d'un filtre actif. Il existe différentes stratégies proposées dans la littérature pour générer le signal de référence de compensation depuis la mise en place des 1^{ers} filtres actifs, 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 [85].

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 [4], [16].

Les algorithmes fréquentiel donnent des résultats moyens en régime transitoire, un volume de calcul, et une allocation de mémoire très considérables [86], à cause de ces inconvénients, la recherche sont orientées vers l'utilisation du domaine temporel, parmi ces algorithmes, on trouve les méthodes des puissances instantanée, 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 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, la méthode $d-q$ modifiée...etc. Ces derniers sont adaptés avec la nature des tensions du réseau.

Dans ce chapitre, on va présenter brièvement les techniques d'identifications fréquentiels, en suite le principe du FMV et son réponse fréquentielle avec la composante fondamentale et les composantes harmoniques sera présenté. Ensuite, on passe à présenter le mécanisme d'identification des courants harmoniques de références pour trois méthodes d'identifications temporelles (méthode de puissance instantanée $p-q$, la méthode du référentiel synchrone $d-q$ et la méthode de détection du courant de charge) pour les deux cas classique et modifié, ces méthodes modifiées seront généralisée pour un système de filtrage actif monophasé. Le comportement du FMV et circuit PLL avec différents régimes des tensions de réseau triphasé sera examiné par simulation dans l'environnement Matlab / Simulink.

II.2. Techniques d'identifications fréquentielles

Les méthodes d'identifications fréquentielles utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive,... etc.) pour identifier les harmoniques de courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges, où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement, elles permettent donc une compensation sélective [85], [16]. Parmi les algorithmes appartenant à cette classe, on peut citer trois techniques :

- Algorithmes de Fourier & de la FFT [88-87], [29].
- Technique de la multiplication sinusoïdale [88-89].
- Technique des séries de Fourier modifiées [91], [29].

Les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire, un volume de calcul important, et une allocation de mémoire très considérables [86].

II.3. Algorithmes 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 [16], [4], 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 globale des courants harmoniques de références par ces méthodes, et dans un deuxième temps, on va présenter les versions modifiées de ces méthodes. L'identifications, ces trois méthodes d'identifications des courants harmoniques de références, classiques et modifiées, sont présentés dans pour le cas d'un filtre actif triphasé d'une part, et d'autre part pour le cas d'un filtre actif monophasé.

II.3.1. Méthode de la puissance instantanée ($p-q$)

Cette méthode exploite la transformation ($\alpha-\beta$) pour obtenir les puissances réelles et imaginaires [93]. Notons par (v_α, v_β) et (i_α, i_β) 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 (α - β -0) 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 (α - β -0) est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension [4]. 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 :

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

D'après la Figure. II.1, on remarque que les courants diphasés de la charge dans l'axe (α - β) sont transformés dans l'espace des puissances instantanées active et réactive en composante constante qui représente la composante fondamentale, et en composantes alternative avec une pulsation de $(\pm 6\omega h)$, qui représente l'ensemble des harmoniques, dont h est l'ordre d'harmonique [4].

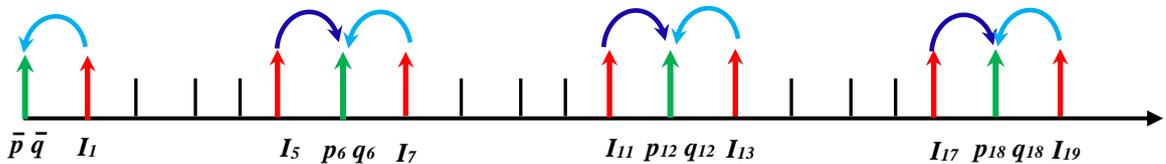


Figure. II.1. Transformation des courants de charge dans l'espace de puissance (p - q)

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.

Les expressions des puissances de références permettant de déterminer les courants de références suivant la nature des courants à compenser (harmoniques ou réactifs) sont résumés dans le Tableau.II.1.

	p_{ref}	q_{ref}
Compensation des courants harmoniques	\tilde{p}	\tilde{q}
Compensation des courants réactifs	0	\bar{q}
Compensation des courants harmoniques et des réactifs	\tilde{p}	$\tilde{q} + \bar{q}$

Tableau. II.1. Objective de compensation et synthèse de références

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).

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

Où $\xi_0 = 0.707$ est le coefficient d'amortissement. Donc l'identification des courants harmoniques de références selon l'axe (α - β) se fait selon la nature de compensation montrée dans le Tableau.II.1, 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.

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

Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence i_{ch_ref} , sont calculés à partir de la transformation (α - β) inverse donnée par la relation (II.12) :

$$\begin{bmatrix} i_{ch_ref1} \\ i_{ch_ref2} \\ i_{ch_ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch\alpha-ref} \\ i_{ch\beta-ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le diagramme de block permettant de générer les courants de référence est illustré dans la Figure.II.2.

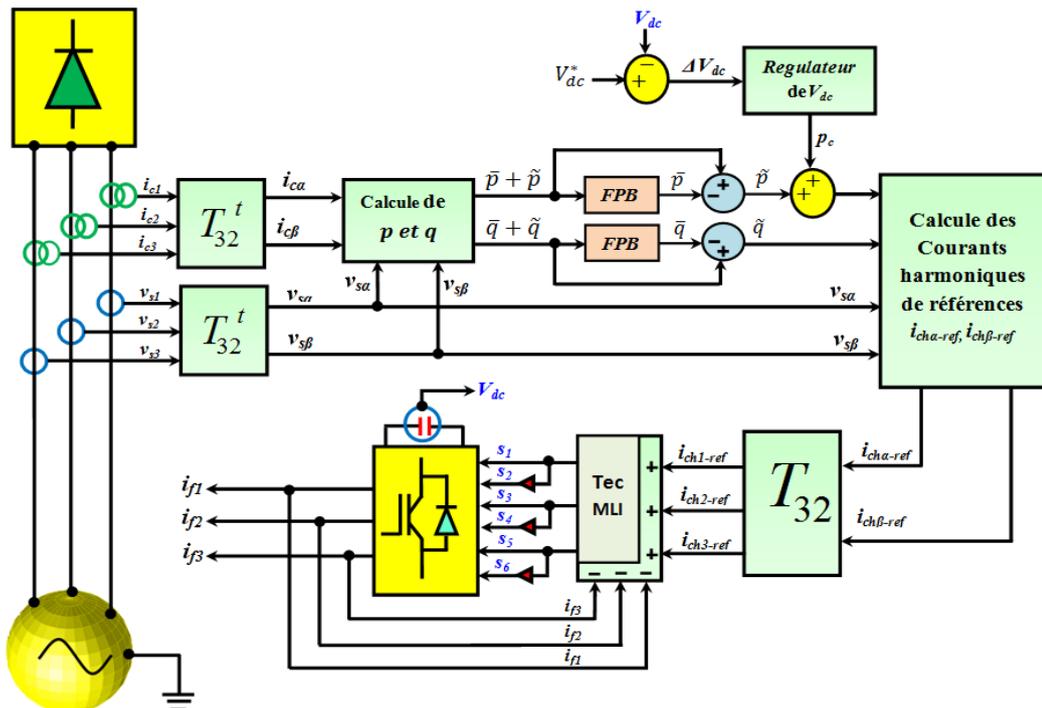


Figure. II.2. Algorithme (p - q) d'extraction des harmoniques de références

II.3.2. Technique d'identification basée sur la détection du courant de charge (DCC)

Le principe de cette méthode de détection des courants de charge est le suivant:

1. Faire la transformation du Concordia du courant de charge,
2. Détermination de la valeur maximal du courant fondamental I_{cf-max} ,
3. Imposition d'une sinusoïde en phase avec la tension réseau, ce qui force l'image du courant réseau pour qu'il soit en phase avec la tension, l'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre actif parallèle,

Cette méthode utilise la transformation $(\alpha-\beta)$ pour déterminer l'amplitude de la composante fondamentale d'un courant de charge quelconque. On fait passer les courants de charge du réseau triphasé (i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}) par la transformation $(\alpha-\beta)$ autrement dit, trouver les deux composantes $i_{c\alpha}$ et $i_{c\beta}$.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Après avoir trouvé ces deux composantes, un filtre passe-bas sera appliqué sur chaque composante pour obtenir les deux composantes fondamentales sur l'axe $(\alpha-\beta)$ $i_{c\alpha f}$ et $i_{c\beta f}$.

Deux filtres passe bas ayant la même fonction de transfert qu'est d'ordre 4 sont choisis pour séparer les deux composantes fondamentales, dont la fonction de transfert est montrée dans la Figure.II.3, ses paramètres sont: $\frac{1}{\tau} = 2\pi f_c$, $f_c = 50\text{Hz}$, et le gain k .

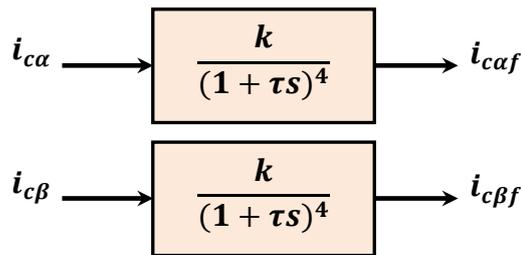


Figure. II.3. Fonction de transfert du FPB d'ordre 4

Le calcul de la racine carrée des composantes fondamentales permet d'avoir la valeur maximale du courant fondamentale de source (réseau). La multiplication de cette valeur fondamentale par la sinusoïde en phase avec la tension du réseau, qui est délivré par le circuit PLL, permet d'obtenir la référence du courant fondamentale de source i_{fs-ref} [9]. La soustraction de ce dernier du courant de la charge fournit alors les courants harmoniques de référence du filtre actif pour chaque phase comme le montre l'équation par les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{ch1_ref} = i_{c1} - i_{sf1} \\ i_{ch2_ref} = i_{c2} - i_{sf2} \\ i_{ch3_ref} = i_{c3} - i_{sf3} \end{cases} \quad (II.14)$$

$$\begin{cases} i_{ch1_ref} = i_{c1} - I_{cf} * \sin(\omega t) \\ i_{ch2_ref} = i_{c2} - I_{cf} * \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{ch3_ref} = i_{c3} - I_{cf} * \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.15)$$

$$\begin{cases} i_{ch1_ref} = i_{c1} - I_{cf} * \sin(\omega t) \\ i_{ch2_ref} = i_{c2} - I_{cf} * \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{ch3_ref} = i_{c3} - I_{cf} * \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.16)$$

Les courants harmoniques de références sont obtenus après l'injection en opposition de phase des composantes des courants du bus continue C_{dc} (i_{l1}, i_{l2}, i_{l3}) comme suite :

$$\begin{cases} i_{h1}^* = i_{c1} - i_{l1} - I_{cf} * \sin(\omega t) \\ i_{h2}^* = i_{c2} - i_{l2} - I_{cf} * \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{h3}^* = i_{c3} - i_{l3} - I_{cf} * \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.17)$$

La Figure. II.4 illustre le diagramme d'identifications des courants harmoniques de référence par la méthode de détection des courants de la charge.

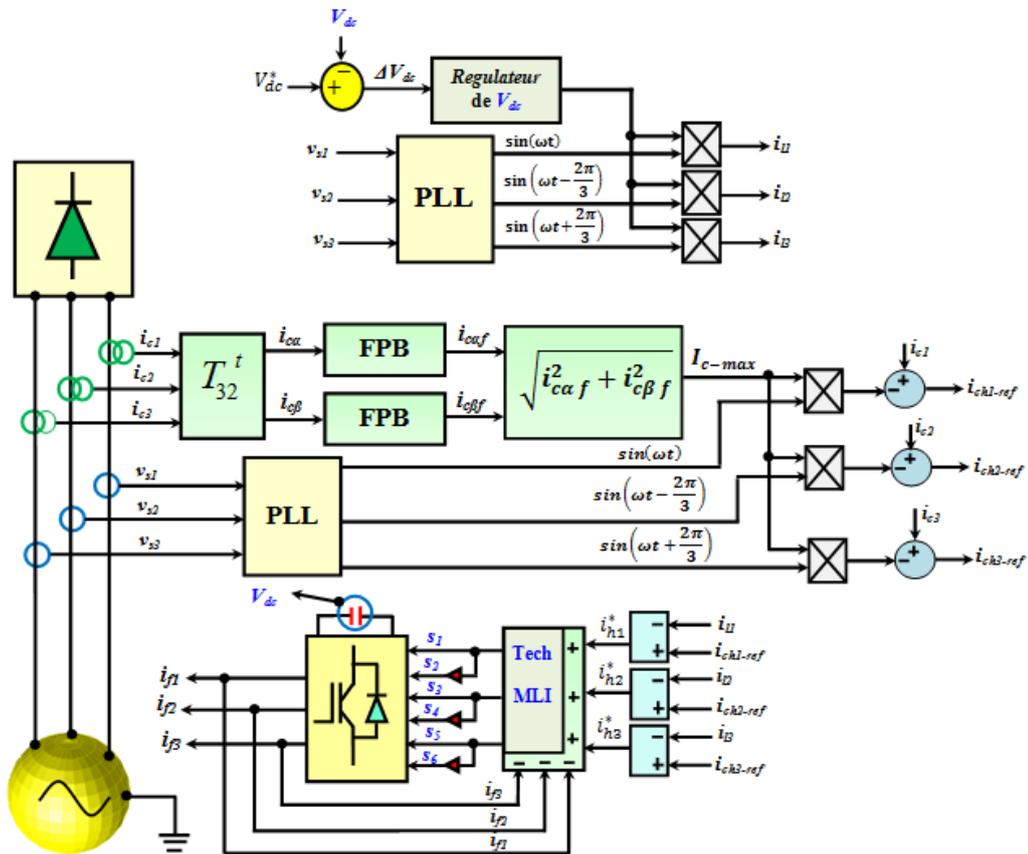


Figure. II.4. Algorithme d'identification des harmoniques de références par la méthode DCC

II.3.3. Méthode de référentiel synchrone de Park ($d-q$)

Le principe de cette méthode consiste à rendre constante la composante du courant désiré à filtrer, en transformant les signaux triphasés (courants ou tensions) en un système diphasé formé d'un repère orthogonal ($d-q$) tournant avec une pulsation généré par un circuit PLL [92]. Les composantes des courants ou tension, selon l'axe ($d-q$) seront composées d'une composante constante et d'une composante alternative (variable) [94].

La composante constante représente la composante du courant fondamentale du courant contenue dans le courant de la charge non linéaire dans l'axe ($d-q$) fondamental, et la composante alternative représente les harmoniques de la charge non linéaire dans l'axe ($d-q$) fondamental. Nous montrons la manière d'identification des courants harmoniques. 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 du courant fondamentale de charge comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

D'après la Figure. II.5 et la Figure. II.6, on constate que le courant fondamental du courant de 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 ($h=1\dots n$).

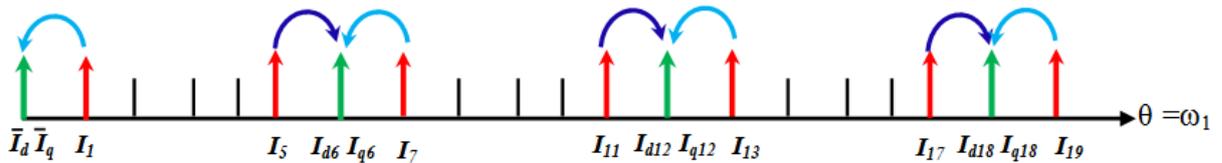


Figure. II.5. Représentation des courants de la charge dans l'axe fondamental ($d-q$)

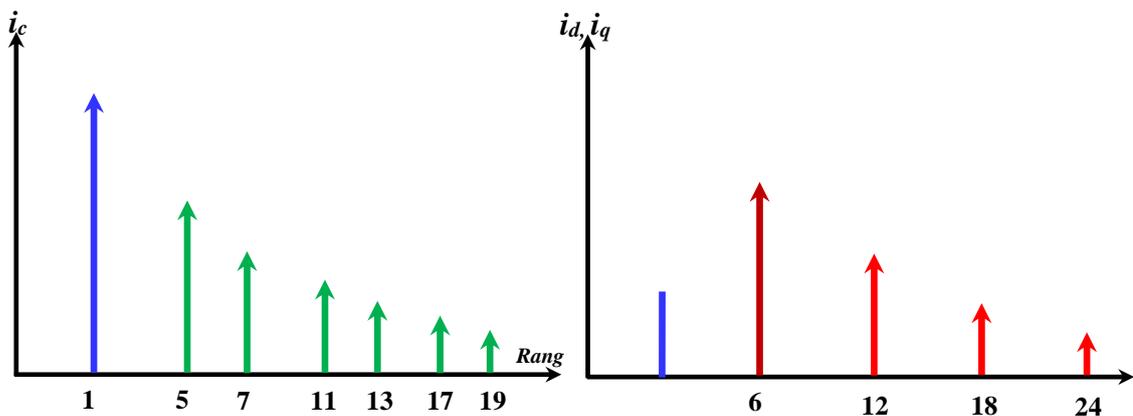


Figure. II.6. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe fondamental ($d-q$)

Les courants de la charge sur l'axe (d - q) peuvent être écrits par l'équation (II.19).

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Où :

\bar{i}_d : courant fondamental actif sur l'axe d ,

\tilde{i}_d : courants harmoniques sur l'axe d ,

\bar{i}_q : courant fondamental réactif sur l'axe q ,

\tilde{i}_q : 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 :

$$\begin{bmatrix} i_{cah} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_c \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Les courants harmoniques de références sont obtenus après la transformation inverse de Concordia des courants harmoniques de référence sur l'axe (α - β).

$$\begin{bmatrix} i_{h1}^* \\ i_{h2}^* \\ i_{h3}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cah} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Le diagramme de bloc d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Figure. II.7.

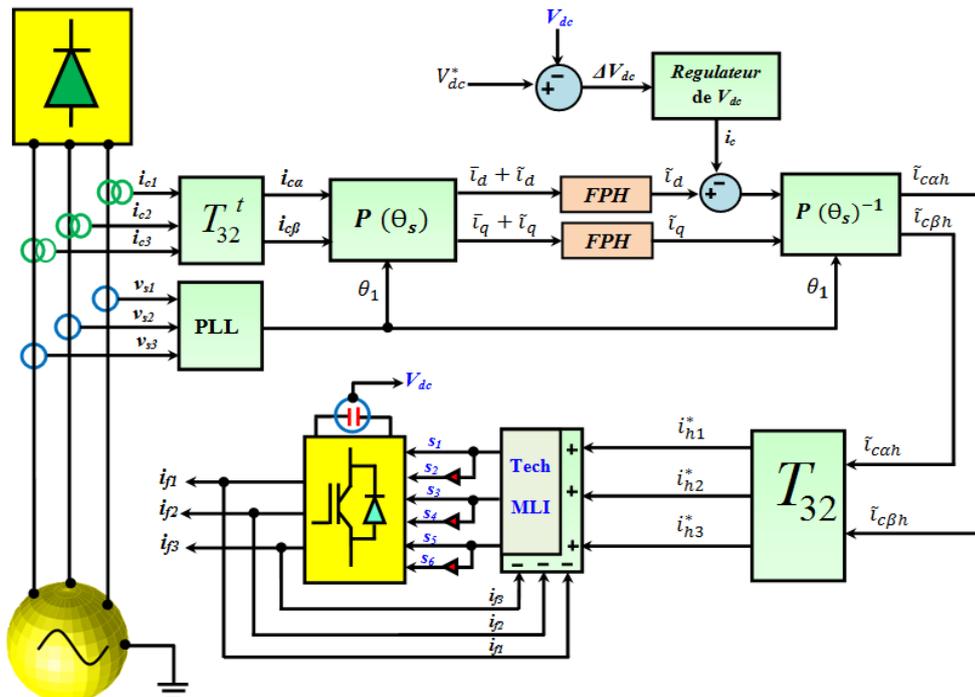


Figure. II.7. Méthode d'identification (d - q) de références harmoniques de courant en triphasé

Après l'évaluation de la structure des trois méthodes d'identifications, nous avons constaté que les trois méthodes d'identification classiques sont liées avec les tensions du réseau électrique, donc ses performances seront dégradés dans le cas où les tensions du réseau ne sont pas sinusoïdaux [9], [68], ces trois méthodes seront modifiées par l'intégration d'un filtre multivariable afin d'avoir des versions modifiées de ces méthodes, qui sont adaptables avec les différents régimes des tensions de réseau. Pour cette raison, le principe du FMV et sa réponse dynamique et leurs impacts sur le circuit PLL seront étudiés dans la suite de ce chapitre.

II.4. Etude du filtre passe bande multivariable.

Le filtre multivariable (FMV) a été développé à l'origine pour estimer l'angle de phase des sorties du convertisseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) [95]. Il a été ensuite appliqué pour résoudre le problème de contrôle du filtre actif parallèle (FAP) dans des conditions de tension déformée ou déséquilibré [96], [97].

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

II.4.1. 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 $(\alpha-\beta)$ [95].

II.4.2. 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 [95] :

$$\hat{x}_{\alpha\beta}(t) = e^{j\omega_c t} \int e^{-j\omega_c t} x_{\alpha\beta}(t) dt \quad (\text{II.22})$$

Après transformation de Laplace de l'équation (II.22), on a trouvé l'équation (II.23) (la démonstration est effectuée à l'annexe de la thèse de Song Hong-Scok Ph.D 2001) [95].

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = \frac{s + j\omega_c}{s^2 + \omega_c^2} \quad (\text{II.23})$$

Cette fonction de transfert 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.24), nous aurons l'expression suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K_2 \frac{(s + K_1) + j\omega_c}{(s + K_1)^2 + \omega_c^2} \quad (\text{II.24})$$

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

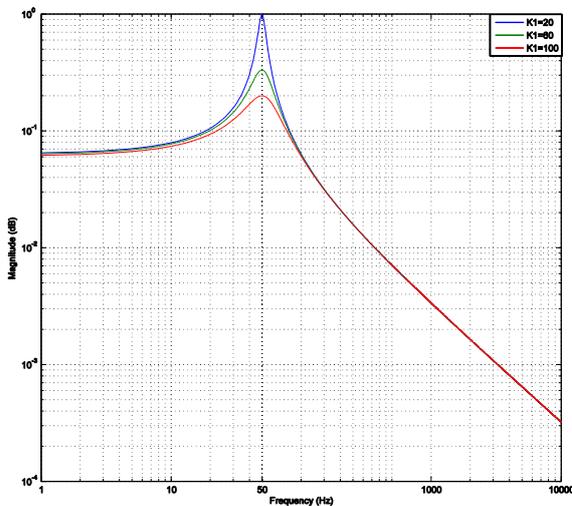
$x_{\alpha\beta}$: les composantes électrique d'entrés du FMV sur l'axe $(\alpha-\beta)$.

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

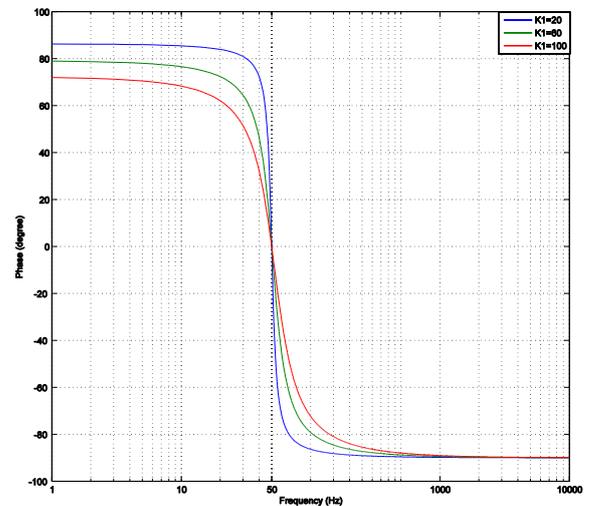
K_1, K_2 : constantes à fixer.

Si on pose K_2 égale à 20 et on fait varier K_1 , nous traçons le diagramme de *Bode* en (2D) et (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.8, 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 de transfert est nul ($|H(s)| = 0 \text{ dB}$) pour la fréquence de coupure 50Hz .



(a) Gain de $H(s)$



(b) Phase de $H(s)$

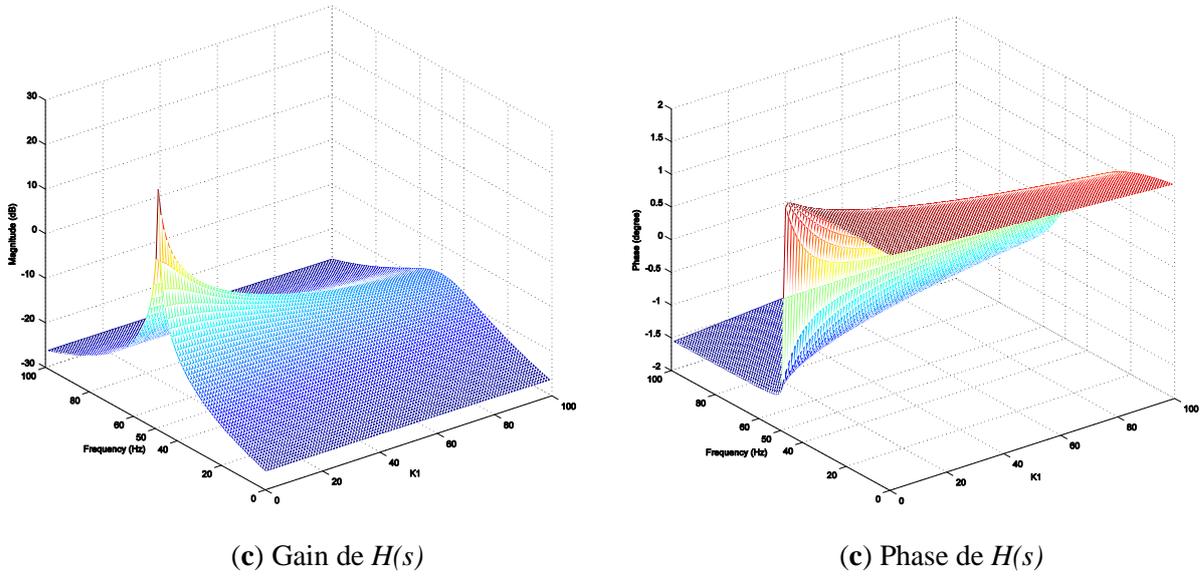


Figure. II.8. (a-d). Diagramme de Bode en 2D et 3D du $H(s)$ pour le signal fondamental

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 :

$$\hat{x}_{\alpha} = K \cdot \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\alpha}(s) - \frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\beta}(s) \tag{II.25}$$

$$\hat{x}_{\beta} = \frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\alpha}(s) + K \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_{\beta}(s) \tag{II.26}$$

Les deux expressions (II-25-26) peuvent être réécrites comme suite :

$$\hat{x}_{\alpha} = \left(\frac{K}{s}\right) [x_{\alpha}(s) - \hat{x}_{\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\beta}(s) \tag{II.27}$$

$$\hat{x}_{\beta} = \left(\frac{K}{s}\right) [x_{\beta}(s) - \hat{x}_{\beta}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\alpha}(s) \tag{II.28}$$

À partir des deux équations, nous développons le circuit du filtre multivariable. Cette dernière est illustrée par la Figure.II.9.

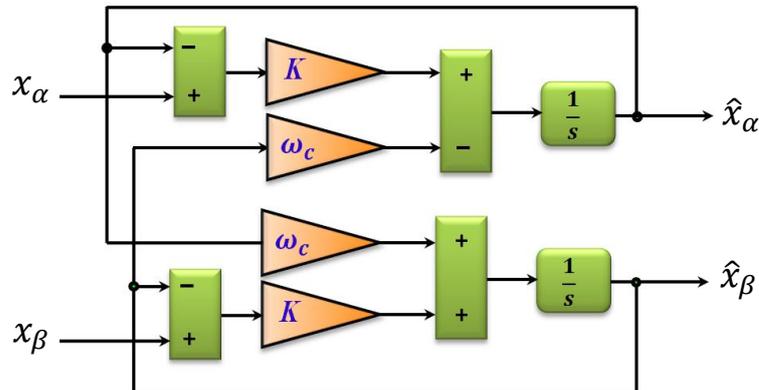


Figure. II.9. Diagramme de circuit du filtre multivariable

II.4.3. Réponse dynamique du FMV

Nous supposons que les signaux d'entrée du FMV sont triphasés équilibrés et non sinusoïdaux comportant ainsi une composante fondamentale directe et des composantes harmoniques directes et inverses.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ x_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{1i} \\ x_{2i} \\ x_{3i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Nous décomposons en série de *Fourier* ces signaux en séparant leurs composantes directes et inverses :

$$\begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ x_{3d} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd}) \\ \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} - 2\pi/3) \\ \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ x_{2i} \\ x_{3i} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi}) \\ \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} - 2\pi/3) \\ \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

X_{hd} : la valeur efficace des composantes directes de rang h_d

X_{hi} : la valeur efficace des composantes directes de rang h_i

φ_{hd} : le déphasage des composantes directes de rang h_d

φ_{hi} : le déphasage des composantes directes de rang h_i

ω : la pulsation de la composante fondamentale.

La transformée de Concordia de ces composantes permet d'obtenir les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ad} \\ x_{\beta d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{ai} \\ x_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha d} \\ x_{\beta d} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd}) \\ \sum_{h_d=1}^{+\infty} -X_{hd} \cdot \cos(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha i} \\ x_{\beta i} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi}) \\ \sum_{h_i=2}^{+\infty} -X_{hi} \cdot \cos(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

L'identification des composantes harmoniques directes ou inverses, respectivement de l'ordre h_d et h_i , à l'aide du FMV en généralisant les expressions des signaux de sorties. En remplaçant les termes de l'équation (II.32) après application de la transformée de Laplace aux équations.(II.25-26), puis en appliquant la transformée inverse de Laplace, les expressions temporelles suivantes sont obtenues pour les signaux de sortie du FMV:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_\alpha \\ \hat{x}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{\alpha d} \\ \hat{x}_{\beta d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{x}_{\alpha i} \\ \hat{x}_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Où :

$$\begin{aligned} \hat{x}_{\alpha d} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_d=1}^{+\infty} \frac{X_{hd}}{\sqrt{1 + A_{hd}^2}} \cdot [\sin(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} + \varepsilon \cdot \arctan A_{hd}) \\ - \varepsilon \cdot e^{-Kt} \cdot \sin(n\omega \cdot t + \varepsilon \cdot \varphi_{hd} + \arctan A_{hd})] \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{\beta d} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_d=1}^{+\infty} \frac{-X_{hd}}{\sqrt{1 + A_{hd}^2}} \cdot [\varepsilon \cos(h_d \cdot \omega \cdot t + \varepsilon \cdot \varphi_{hd} + \varepsilon \cdot \arctan A_{hd}) - \\ \varepsilon \cdot e^{-Kt} \cdot \cos(n\omega \cdot t + \varepsilon \cdot \varphi_{hd} + \arctan A_{hd})] \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{\alpha i} = \sqrt{3} \sum_{h_i=2}^{+\infty} \frac{X_{hi}}{\sqrt{1 + B_{hi}^2}} \cdot [\sin(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} - \varepsilon \cdot \arctan B_{hi}) + \\ \varepsilon \cdot e^{-Kt} \cdot \sin(n\omega \cdot t - \varepsilon \cdot \varphi_{hi} + \arctan B_{hi})] \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{\beta i} = \sqrt{3} \sum_{h_i=2}^{+\infty} \frac{-X_{hi}}{\sqrt{1 + B_{hi}^2}} \cdot [\cos(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} + \varepsilon \cdot \arctan \frac{1}{B_{hi}}) + \\ \varepsilon \cdot e^{-Kt} \cdot \sin(n\omega \cdot t - \varepsilon \cdot \varphi_{hi} - \arctan \frac{1}{B_{hi}})] \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$A_{hd} = \frac{(n - \varepsilon \cdot h_d) \cdot \omega}{K}$$

$$B_{hi} = \frac{(n + \varepsilon \cdot h_i) \cdot \omega}{K}$$

Ces équations caractérisent la réponse dynamique du FMV et notamment l'influence du paramètre K sur ses performances. Nous pouvons noter que la constante de temps du FMV est égale à $1/K$. Par conséquent, la durée du régime transitoire sera inversement proportionnelle à la valeur de K [98].

De plus, le FMV atténue les amplitudes des composantes fondamentales et harmoniques directes et inverses avec deux coefficients, notés G_{hd} et G_{hi} , dont les expressions sont définies par les équations suivantes :

$$G_{hd} = \frac{1}{\sqrt{1 + A_{hd}^2}} = \frac{K}{\sqrt{K^2 + (n - \varepsilon \cdot h_d)^2 \cdot \omega^2}} \quad (\text{II.40})$$

$$G_{hi} = \frac{1}{\sqrt{1 + B_{hi}^2}} = \frac{K}{\sqrt{K^2 + (n + \varepsilon \cdot h_i)^2 \cdot \omega^2}} \quad (\text{II.41})$$

Si le FMV est utilisé pour extraire une composante fondamentale ou harmonique directe ($\varepsilon = 1$), l'équation (II.40) démontre que, lorsque h_d est égal à n (FMV réglé sur une composante directe que se soit fondamentale ou harmonique), le gain G_{hd} est effectivement unitaire. Le déphasage, d'autre part, est égal à zéro pour la composante directe extraite par le FMV et tend vers $\pm 90^\circ$ pour les autres composantes directes.

La même analyse peut être effectuée, à partir de l'équation (II.41), lorsque le FMV est utilisé pour extraire une composante inverse ($\varepsilon = -1$). Si on suppose que les deux paramètres $[(n - \varepsilon \cdot h_d) \cdot \omega^2]$ et $[(n + \varepsilon \cdot h_i) \cdot \omega^2]$ sont plus grandes devant K^2 , les équations (II.40) et (II.41) peuvent être approximées par les relations suivantes:

$$G_{hd} \cong \frac{K}{|(n - \varepsilon \cdot h_d) \cdot \omega|} \quad (\text{II.42})$$

$$G_{hi} \cong \frac{K}{|(n + \varepsilon \cdot h_i) \cdot \omega|} \quad (\text{II.43})$$

Nous avons défini deux paramètres M_{hd} et M_{hi} appelés coefficients d'atténuation respectivement pour les composantes directes et inverses, dont les expressions sont:

$$M_{hd}(\%) = \frac{X_{hd} - \hat{X}_{hd}}{X_{hd}} \times 100 = (1 - G_{hd}) \times 100 \quad (\text{II.44})$$

$$M_{hi}(\%) = \frac{X_{hi} - \hat{X}_{hi}}{X_{hi}} \times 100 = (1 - G_{hi}) \times 100 \quad (\text{II.45})$$

Le Tableau. II.2 résume l'influence du paramètre K sur l'amplitude des composantes harmoniques directes et inverses (5^{th} et 7^{th}) et sur la constante de temps τ lorsque le FMV est réglée pour extraire la composante fondamentale directe ($\varepsilon = 1$ et $n = 1$).

K	$M_{1d}(\%)$	$M_{5i}(\%)$	$M_{7d}(\%)$	$\tau (s)$
20	0	98.9	98.9	0.05 s
60	0	96.8	96.8	0.0166 s
100	0	94.7	94.7	0.01 s

Tableau. II.2. Influence du paramètre K sur les performances du FMV pour l'extraction de la composante fondamentale.

Le Tableau. II.3 résume l'influence du paramètre K sur l'amplitude de la composante fondamentale et sur la composante harmoniques directes d'ordre 7^{th} ainsi que sur la constante de temps τ lorsque le FMV est réglé pour extraire la composante harmonique inverse de rang 5^{th} ($\varepsilon = -1$ et $n = 5$).

K	$M_{1d}(\%)$	$M_{5i}(\%)$	$M_{7d}(\%)$	$\tau (s)$
20	98.9	0	98.9	0.05 s
60	97.2	0	96.9	0.0166 s
100	94.7	0	94.7	0.01 s

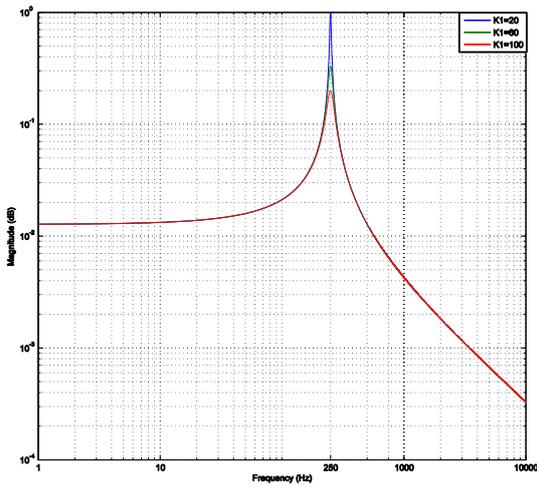
Tableau. II.3. Influence du paramètre K sur les performances du FMV (extraction de la composante harmonique de rang 5^{th} des signaux d'entrée, $\varepsilon = -1$ et $n = 5$).

Le Tableau. II.4 résume l'influence du paramètre K sur l'amplitude de la composante fondamentale directe et la composante harmonique inverse d'ordre 5^{th} , ainsi que sur la constante de temps τ , lorsque le FMV est réglé pour extraire la composante harmonique directe de rang 7^{th} ($\varepsilon = 1$ et $n = 7$).

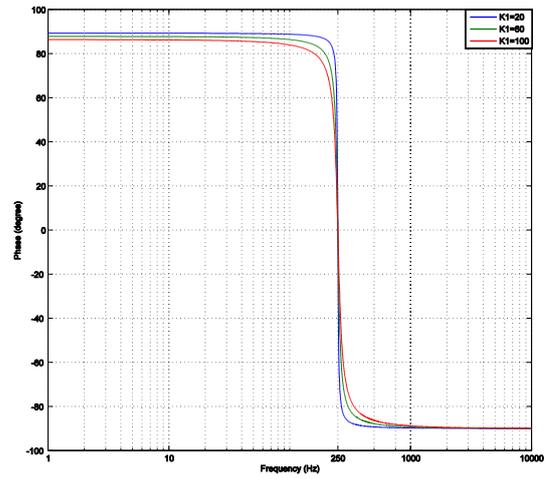
K	$M_{1d}(\%)$	$M_{5i}(\%)$	$M_{7d}(\%)$	$\tau (s)$
20	98.9	98.9	0	0.05 s
60	97.2	96.9	0	0.0166 s
100	94.7	94.7	0	0.01 s

Tableau. II.4. Influence du paramètre K sur les performances du FMV (extraction de la composante harmonique de rang 7^{th} des signaux d'entrée, $\varepsilon = 1$ et $n = 7$).

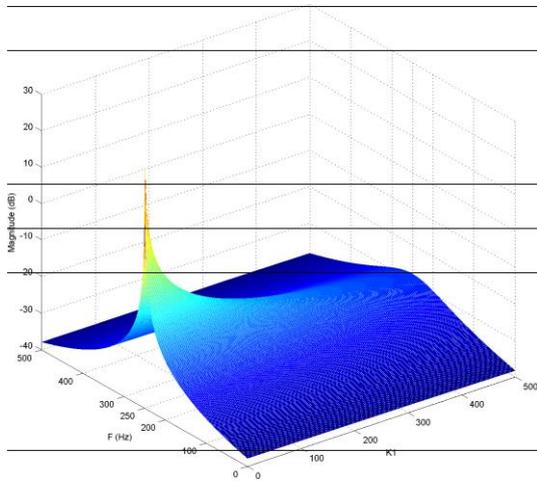
Si on trace le diagramme de *Bode* en 2D et 3D pour des fréquences de coupures ajustées sur les fréquences d'harmoniques 5^{th} et 7^{th} [74], [79]



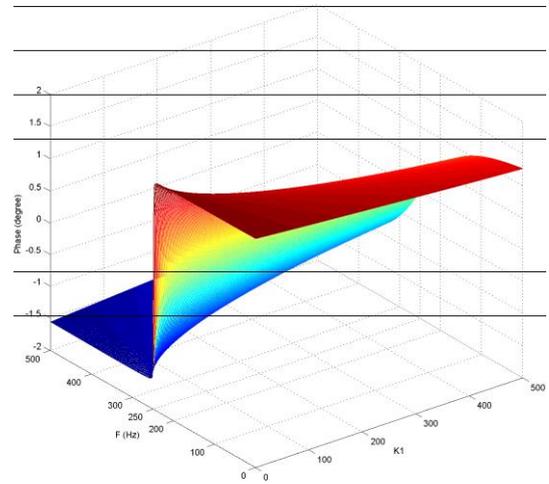
(a) Gain de $H(s)$ pour 5^{th}



(b) Phase de $H(s)$ pour 5^{th}

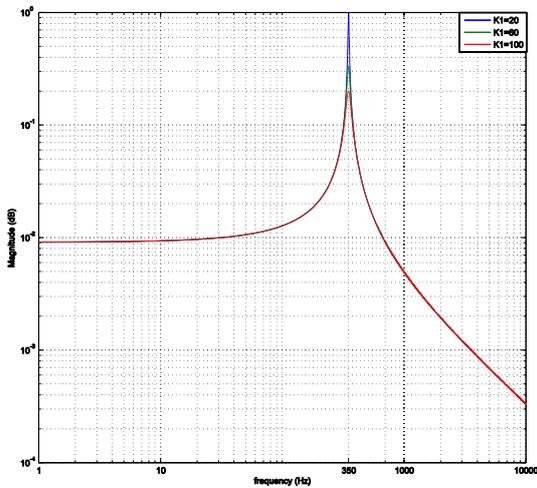


(c) Gain de $H(s)$ pour 5^{th}

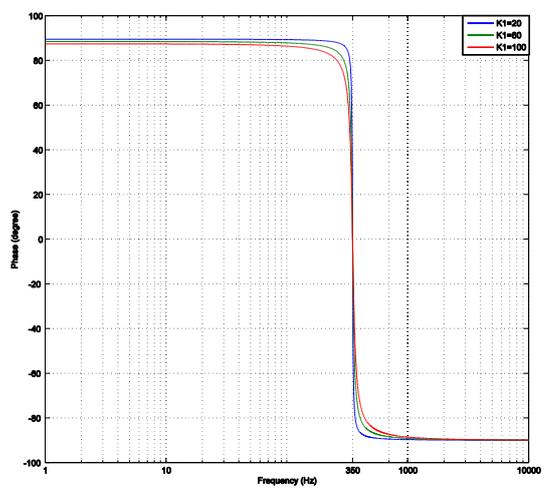


(d) Phase de $H(s)$ pour 5^{th}

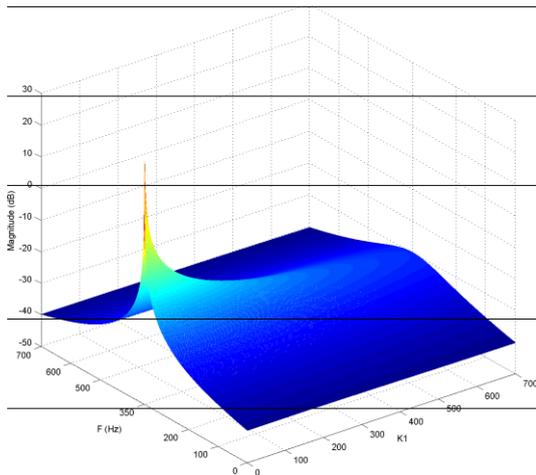
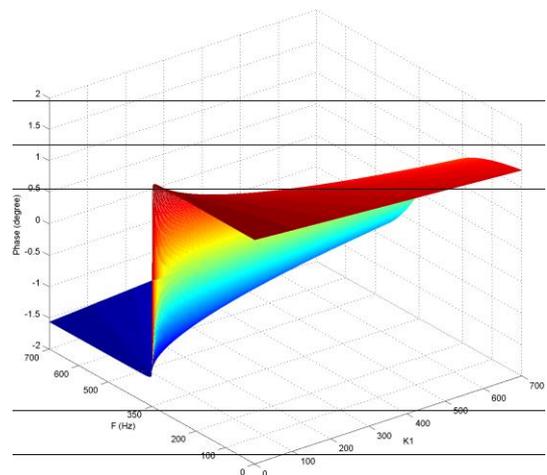
Figure. II.10. (a~d). Diagramme de Bode en 2D et 3D du $H(s)$ pour l'harmonique de rang 5^{th}



(c) Gain de $H(s)$ pour 7^{th}



(d) Phase de $H(s)$ pour 7^{th}

(c) Gain de $H(s)$ pour 7^{th} (d) Phase de $H(s)$ pour 7^{th} **Figure. II.11. (a~d).** Diagramme de *Bode* en 2D et 3D du $H(s)$ pour l'harmonique de rang 7^{th}

D'après la Figure. II.10 et la Figure. II.11, on peut constater que la sélectivité du FMV pour des composantes harmoniques directes et inverses est meilleure pour une faible valeur du gain K ($K_I=20=K$), cette sélectivité 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 le FMV pour améliorer les performances du circuit PLL avec les différents régimes des tensions de 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 adapter avec les régimes de tensions du réseau, pour cela, le sujet de compensation actif sélective ou contrôler, à base du FMV, qui est constitué notre préoccupation, fait l'objet du quatrième chapitre.

II.4.4. 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 [4],[9].

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.12.

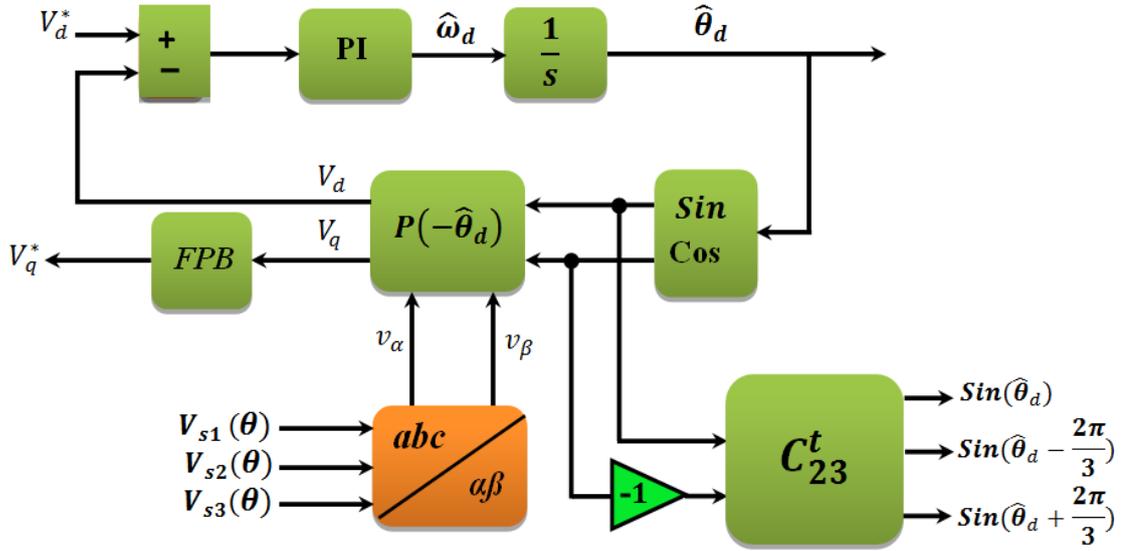


Figure. II.12. Schéma de principe du système à PLL

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.12, les tensions $V_{s123}(\theta)$, mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps à 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 ω_d , est déterminé par le régulateur PI. La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé θ_d sera égal à θ . Les tensions simples mesurées au point de raccordement dans le repère ($\alpha-\beta$) sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \\ -\sin(\hat{\theta}_d) & \cos(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}_d) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \approx \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\hat{\theta}_d) \\ -\cos(\Delta\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

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 θ sont égaux, La PLL sera verrouillée, ce qui génère un déphasage nul $\Delta\hat{\theta}_d = 0$, nous pouvons aussi écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3}V_m \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

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

$$\hat{\omega}_d = \frac{d\hat{\theta}_d}{dt} \quad (\text{II.50})$$

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 [9].

La Figure.II.13 montre la structure du PLL robuste, le comportement du FMV avec le circuit PLL avec différent régime de tension sera présenté par des résultats de simulation.

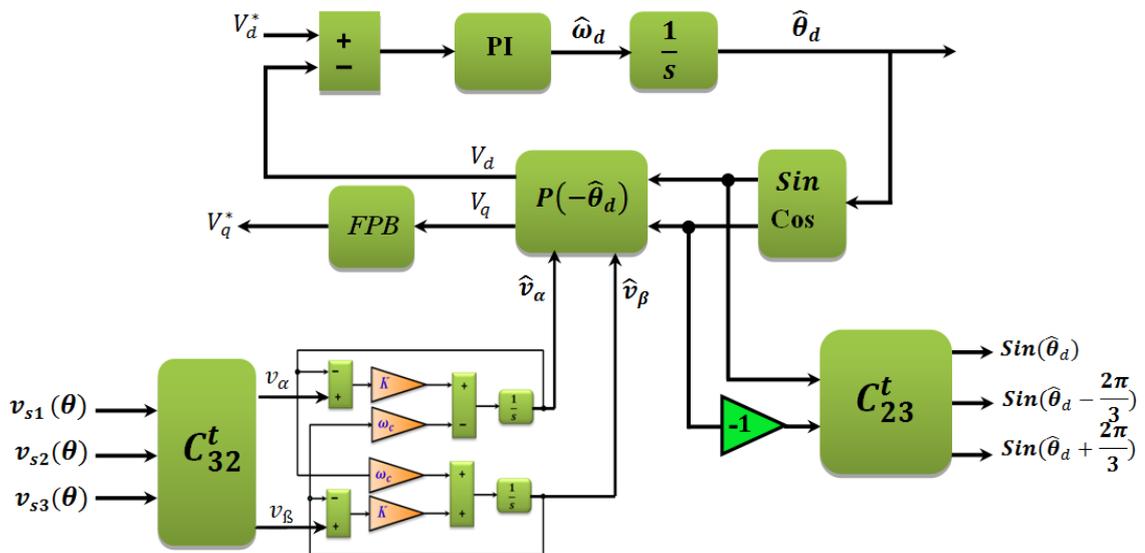


Figure. II.13. Schéma détaillé de la structure de la PLL modifiée par le FMV.

II.5. Méthodes d'identifications temporelles modifiées 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 des méthodes modifiées est présenté dans cette partie.

II.5.1. Méthode de la puissance instantanée ($p-q$) modifiée

Dans le cas les tensions de réseau électriques 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 [68], 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. Transformation des tensions de source v_{s123} vers l'axe $(\alpha-\beta)$ par la transformée de Concordia.
3. 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
4. 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.
5. 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.14 illustre le diagramme d'identification des courants harmoniques de référence ($i_{h1}^*, i_{h2}^*, i_{h3}^*$) par la méthode des puissances instantanée modifiée.

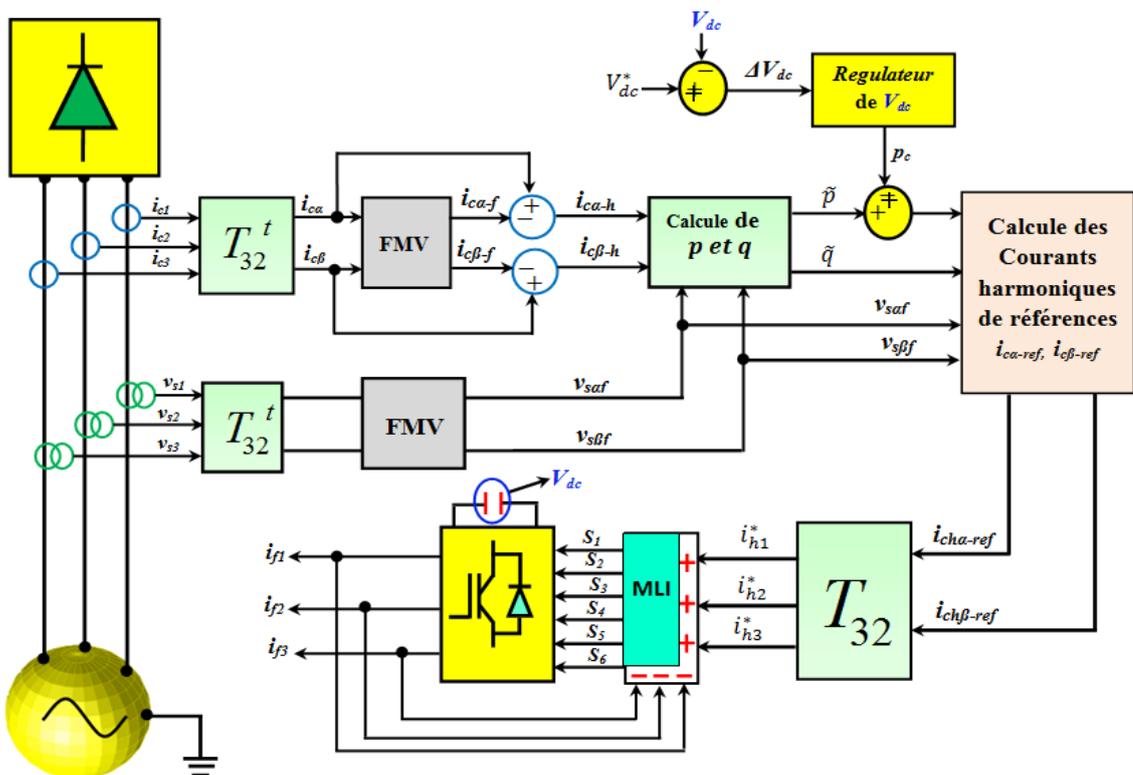


Figure. II.14. Algorithme ($p-q$) modifiée d'extraction des harmoniques de références

II.5.2. Méthode de détection du courant de charge (DCC) modifiée

La faisabilité du filtre multi variable à modifier la méthode d'identification des courants de références à base de la méthode de détection du courant de charge, se fait directement par le remplacement des deux filtres passe bas par un seul FMV ajusté sur la pulsation fondamentale du courant de source.

Les composantes fondamentales du courant de la charge i_{caf} et i_{cbf} sont obtenues en passant les deux composantes du courant par le FMV. Les deux composantes fondamentale sont données par les deux expressions suivantes :

$$i_{caf} = K \cdot \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_1^2} i_{ca}(s) - \frac{K\omega_1}{(s+K)^2 + \omega_1^2} i_{cb}(s) \quad (\text{II.51})$$

$$i_{cbf} = K \frac{+K\omega_1}{(s+K)^2 + \omega_1^2} i_{ca}(s) + K \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_1^2} i_{cb}(s) \quad (\text{II.52})$$

Nous obtenons le courant harmonique de référence de la même manière que la méthode précédente. Le diagramme d'identification globale des harmoniques de références du courant de la charge est illustré sur la Figure. II.15. Dans le cas où la tension du réseau est déséquilibrée ou distordue, cette méthode modifiée apporte des performances meilleures, et le problème de choix et de dimensionnement des filtres passe bas de la méthode classique est automatiquement éliminé.

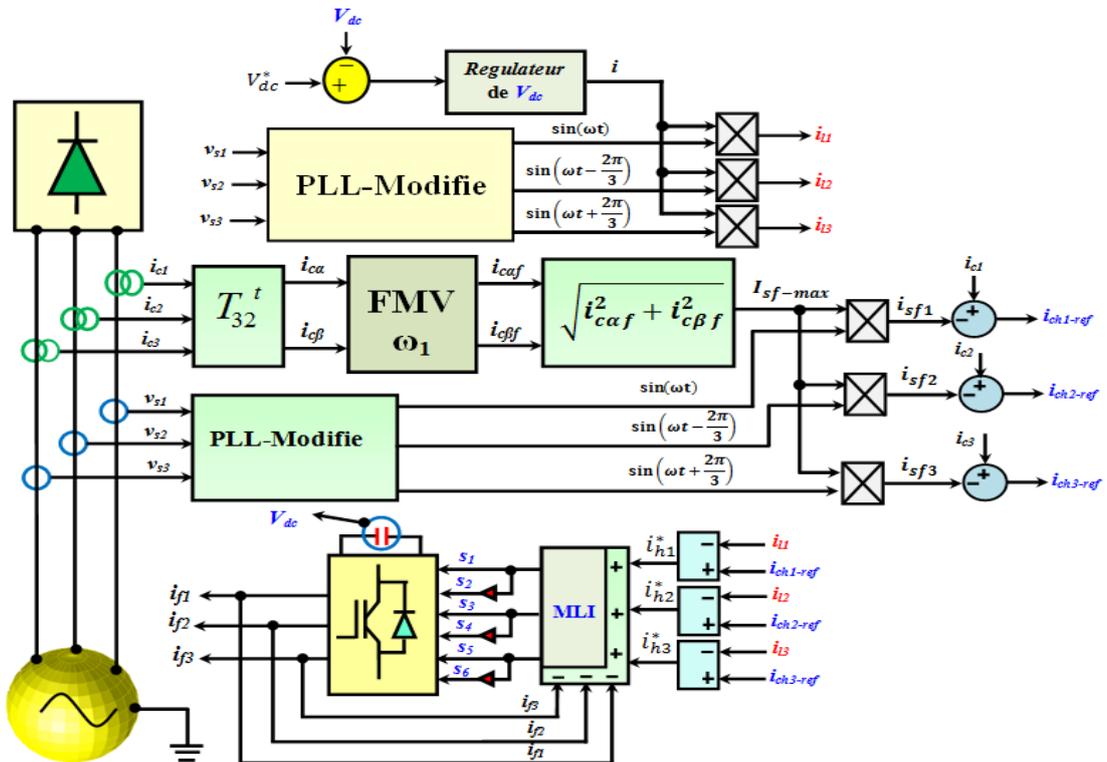


Figure. II.15. Méthode de DCC modifiée triphasée pour extraire les harmoniques de référence

II.5.3. Méthode de référentiel synchrone ($d-q$) modifiée

La méthode du référentiel synchrone de Park ($d-q$) peut être intégrée un FMV pour remplacer les filtres passe bas ou passe haute [70],[99], la manière de modification de cette méthode consiste à transformer les courants de la charge dans l'axe rotationnel ($d-q$), mais dans ce cas, la vitesse de rotation du référentiel synchrone est ajustée avec la vitesse de rotation de l'harmonique d'ordre 5th ($\omega_{c5} = -5\omega$), dans ce cas la fondamentale du courant de charge change sa fréquence de rotation, elle devient $\omega_1 = +6\omega$, et la composante harmonique de l'harmonique d'ordre 5th devient constante.

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

$$\begin{cases} \tilde{i}_d = \tilde{i}_{d1} + \tilde{i}_{d7} + \tilde{i}_{d11} + \dots + \tilde{i}_{dh} \\ \tilde{i}_q = \tilde{i}_{q1} + \tilde{i}_{q7} + \tilde{i}_{q11} + \dots + \tilde{i}_{qh} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Où

\bar{i}_q, \bar{i}_d : composantes du courant harmonique d'ordre 5th.

\tilde{i}_q, \tilde{i}_d : courants alternatifs comprises la fondamentale et les harmoniques.

La Figure. II.16 montre la transformation des courants de charge vers l'axe rotationnel ($d-q$) avec la vitesse de rotation de l'harmonique 5th.

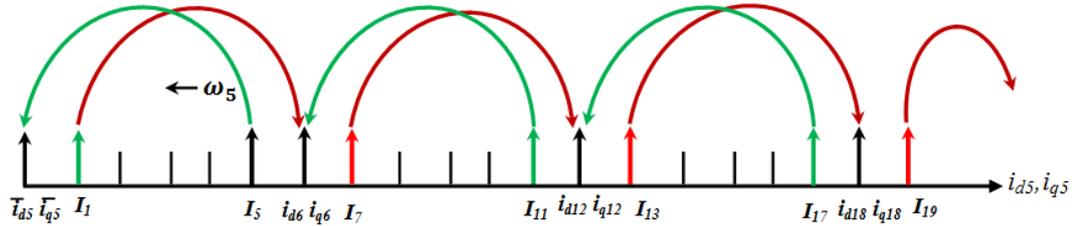


Figure. II.16. Transformation du courant de la charge dans l'axe ($d-q$) harmonique ω_5

Pour séparer la composante fondamentale, dans l'axe ($d-q$), nous avons procédé à passer les deux composantes du courant sur un FMV, avec une fréquence de coupure ajustée à la fréquence de la fondamentale ($\omega_c = \omega_1 = +6\omega$).

$$i_{d1} = K_5 \cdot \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + 36\omega^2} i_d(s) - \frac{6K\omega}{(s+K)^2 + 36\omega^2} i_q(s) \quad (\text{II.55})$$

$$i_{q1} = K_5 \cdot \frac{+6K\omega}{(s+K)^2 + 36\omega^2} i_d(s) + K \frac{(s+K)}{(s+K)^2 + 36\omega^2} i_q(s) \quad (\text{II.56})$$

Le circuit du FMV sert à isoler ou extraire la composante fondamentale du courant de charge est montré dans la Figure. II.17

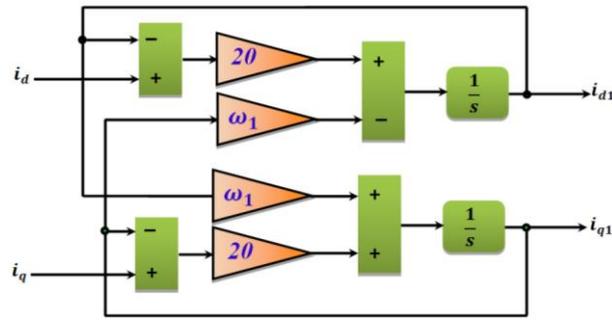


Figure. II.17. Circuit du FMV pour extraire la fondamentale sur l'axe (*d-q*)

Une fois le courant fondamental est extrait, les harmoniques de références sont obtenus par la soustraction de la sortie de l'entrée du FMV, les courant harmoniques de références sont calculés en faisant la transformée inverse de Park avec la vitesse de rotation de harmonique 5th ($\omega_{c5} = -5\omega$) et la transformée de Concordia des courants harmoniques de références comme suite :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{cah} \\ \tilde{i}_{cbh} \end{bmatrix} = P(-5\omega t)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{dh} + \bar{i}_d - i_c \\ \tilde{i}_{qh} + \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

Avec i_c représente le courant nécessaire pour équilibrer du bus continu C_{dc} .

$$\begin{bmatrix} i_{h1}^* \\ i_{h2}^* \\ i_{h3}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{cah} \\ \tilde{i}_{cbh} \end{bmatrix} \quad (II.58)$$

La Figure.II.18 illustre comment la méthode du référentiel synchrone de Park (*d-q*) est utilisée pour extraire les harmoniques de références de façon globale.

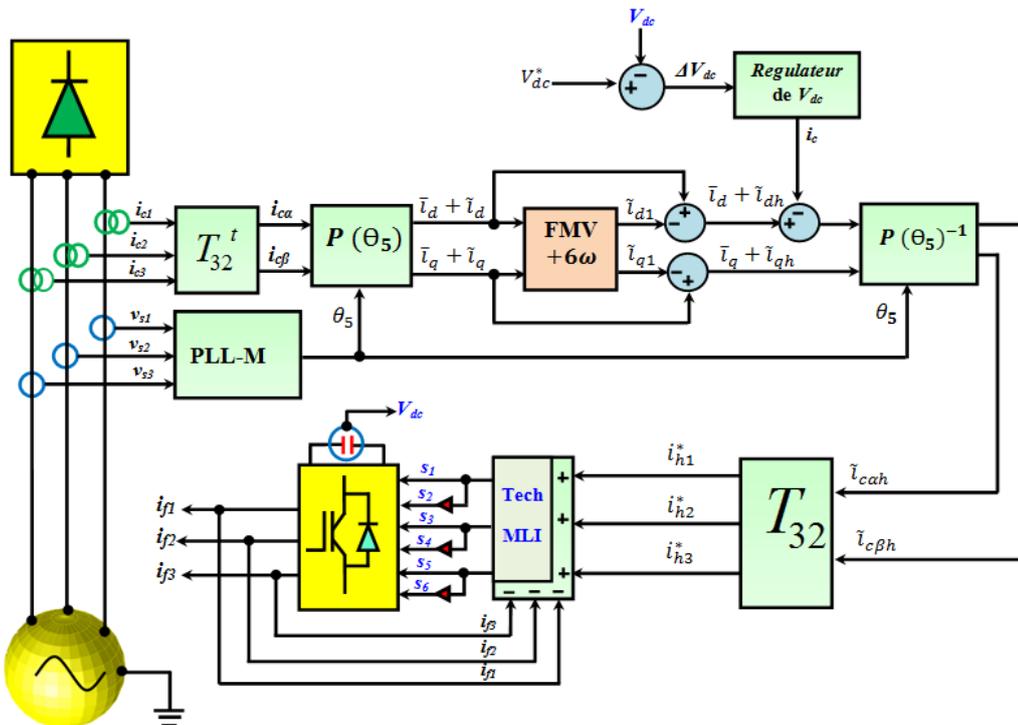


Figure. II.18. Algorithme (*d-q*) modifiée d'extraction des harmoniques de références

II.6. Méthode d'identification des harmoniques de références dans un système de filtrage monophasé.

De nos jours, les problèmes des harmoniques dans un système électrique monophasé sont plus importants dans un système triphasé en raison des utilisations à grande échelle des charges non linéaires [100], et la plus part des travaux effectués sur le filtrage actif sont appliqués sur les systèmes triphasés, par conséquent le développement des techniques d'identification des harmoniques en triphasé sont multiples.

Dans cette partie, nous allons montrer le mécanisme d'identification des harmoniques dans un système de filtrage actif monophasé, on va présenter les trois techniques d'identification dans un système triphasé et on essaye de les généraliser pour un système monophasé. Ces méthodes, appliquées sur un système monophasé, sont présentés sous formes classiques et modifiées, afin de faire un filtrage actif parallèle monophasé.

II.6.1. Méthode des puissances instantanées ($p-q$) classique en monophasé.

La théorie de la puissance instantanée active et réactive ($p-q$) est devenue applicable aux systèmes monophasés. Le principe de cette méthode consiste à transformer le système monophasé du courant de charge et la tension du réseau en système de courant et de tension biphasé [101-102]. Le courant de charge et la tension du réseau peut directement convertir en axe ($\alpha-\beta$) sans aucune matrice de transformation. Le courant et la tension imaginaires sont obtenus en décalant le signal d'origine (tension/courant) de 90° et donc le signal original et le signal imaginaire représente le courant de charge dans les coordonnées ($\alpha-\beta$).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_c(\omega t - \theta) \\ i_c(\omega t - \theta - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s(\omega t - \varphi) \\ v_s(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

A partir des équations (II.59-60), on peut calculer la puissance active et réactive comme le montre l'équation (II.61).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

Par similitude avec la méthode d'identification triphasée ($p-q$), on trouve le courant harmonique de référence (le courant sur l'axe β n'est pas considéré dans le calcul).

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha-ref} \\ i_{ch\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} + \bar{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

Les courants harmoniques de références sont calculés par l'expression suivante :

$$i_h^* = i_{cha-ref} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} (v_{s\alpha} * (\tilde{p} + p_c) - v_{s\beta} * (\tilde{q} + \bar{q})) \quad (\text{II.63})$$

Le diagramme d'identification globale des courants harmoniques de référence à base de la théorie des puissances instantanées actives et réactives ($p-q$) pour un système monophasé, est bien illustré dans la Figure.II.19.

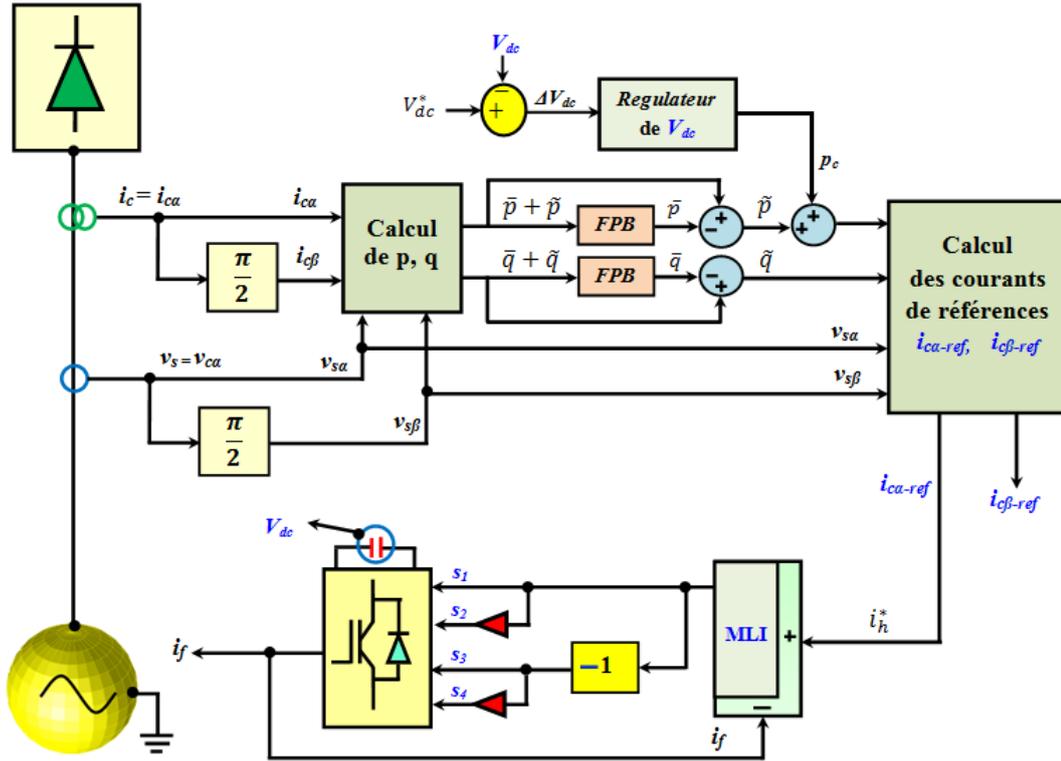


Figure. II.19. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($p-q$)

II.6.2. Méthode des puissances instantanées ($p-q$) modifiée en monophasé

Dans le cas où la tension du réseau électrique monophasé est distordue, contient certains harmoniques, les performances de cette méthode seront dégradées automatiquement, une adaptation avec ce régime de tension est nécessaire, un FMV sera alors intégré pour réaliser des bons performances dans ce régime de tensions [103], [106]. Ce qui résulte une méthode de puissance instantanées monophasé modifiée. La fréquence de coupure du FMV est ajustée sur la fondamentale du courant et la fondamentale de la tension du réseau.

Le diagramme de la Figure. II.20 illustre clairement le principe d'identification globale des courants harmoniques de références dans un système de filtrage actif monophasé avec une tension de réseau déformée.

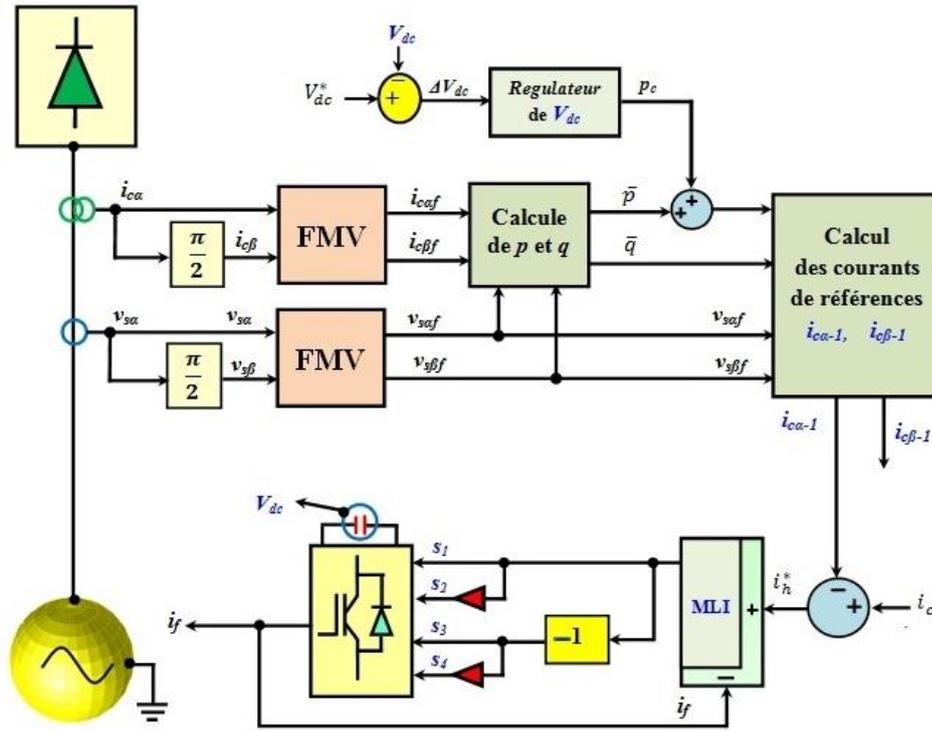


Figure. II.20. Algorithme d'identification monophasé par la méthode $(p-q)$ modifiée

II.6.3. Méthode de référentiel synchrone $(d-q)$ classique en monophasé

Le courant de la charge peut directement convertir en axe $(\alpha-\beta)$ sans aucune matrice transformation. Pour avoir la composante du courant imaginaire $i_{c\beta}$, il suffit de déphaser la composante $i_{c\alpha}$ signal du courant de la charge par 90° [104-105] comme la montre l'équation (II.59). Après avoir les deux composantes du courant de la charge sur l'axe $(\alpha-\beta)$, et grâce à la matrice de transformation de l'axe stationnaire vers l'axe rotationnel, on obtient les courants de la charge sur l'axe $(d-q)$ avec une vitesse de rotation ajuste avec la vitesse du fondamentale (ω) .

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

Dans ce cas, la composante fondamentale du courant sur l'axe $(d-q)$ devient une composante constante, et le reste des harmoniques trouvent ses fréquence de propagation changées, ils auront des ordres de $(\pm h.4\omega)$, avec $(h=1 \dots n)$.

$$\begin{cases} i_{cd} = \bar{i}_{cd} + \tilde{i}_{cd} \\ i_{cq} = \bar{i}_{cq} + \tilde{i}_{cq} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

Où : \bar{i}_{cd} représente la composante fondamentale sur l'axe d

\bar{i}_{cq} représente la composante fondamentale sur l'axe q

\tilde{i}_{cd} représente les composantes harmoniques sur l'axe d

\tilde{i}_{cq} représente les composantes harmoniques sur l'axe q

La représentation spectrale du courant de charge sur l'axe fondamental ($d-q$) est bien montrée sur la Figure.II.21.

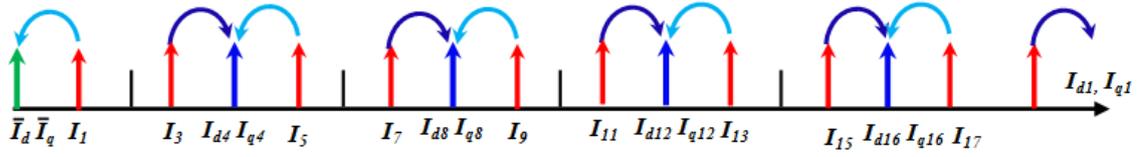


Figure. II.21. Représentation des courants de charge sur l'axe fondamentale ($d-q$)

La séparation de la composante fondamentale des harmoniques se fait par l'utilisation de deux filtres passe haut de premier ordre ou deuxième ordre. Par conséquent, la composante harmonique sur l'axe ($d-q$) est obtenue. Après l'addition de la composante du courant i_{c0} du bus continu C_{dc} , nous obtenons l'équation ci-dessous.

$$\begin{cases} \tilde{i}_{cdh} = i_{c0} + \tilde{i}_{cd} \\ \tilde{i}_{cqh} = \tilde{i}_{cq} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Les courants de références harmoniques sont obtenus en utilisant la matrice de transition inverse $P(\omega t)^{-1}$, comme le montre l'équation (II.67).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha-ref} \\ i_{c\beta-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{cdh} \\ \tilde{i}_{cqh} \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

Le courant harmonique de référence du courant de charge est la composantes $i_{c\alpha-ref}$ est :

$$i_h^* = i_{c\alpha-ref} = \cos(\omega t) \cdot \tilde{i}_{cdh} + \sin(\omega t) \cdot \tilde{i}_{cqh} \quad (\text{II.68})$$

Le diagramme d'identification global des courants harmoniques de références, à base de la méthode de référentiel synchrone ($d-q$), est bien illustré sur la Figure.II.22

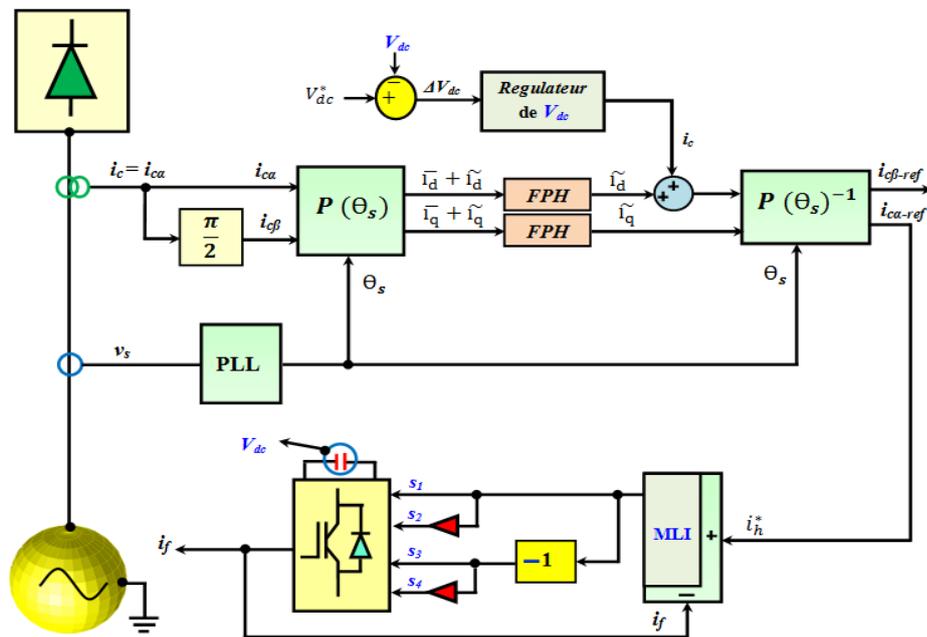


Figure. II.22. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($d-q$)

II.6.4. Méthode de référentiel synchrone ($d-q$) modifiée en monophasé

La méthode d'identification des harmoniques à base du référentiel synchrone de Park ($d-q$) est plus adaptée aux cas où la tension du réseau est sinusoïdale, la déformation de la tension du réseau induit une dégradation des performances du circuit PLL qui génère l'angle de rotation du référentiel synchrone de Park (erreur de phase) [9], [108-109]. Pour corriger la vitesse de rotation, un filtre multivariable est utilisé, le rôle de ce filtre consiste à remplacer le filtre passe bas ou passe haut en plus de corriger la phase du circuit PLL.

Après avoir obtenu les composantes du courant de charge sur l'axe ($\alpha-\beta$). Nous pouvons modifier la méthode du référentiel synchrone via un filtre multivariable. Le principe de modification consiste à transformer le courant de charge dans l'axe de rotationnel harmonique ($d-q$), le courant de charge peut transformer dans l'axe rotationnel l'harmonique. L'axe ($d-q$) tourne par la vitesse angulaire de l'harmonique d'ordre 3^{th} (-3ω), vue que l'harmonique d'ordre 3^{th} dans un système monophasé se comporte comme un harmonique inverse, il se propage dans le sens inverse par rapport le courant fondamental. La matrice de transition est définie comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-3\omega t) & -\sin(3\omega t) \\ \sin(3\omega t) & \cos(-3\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

$$\begin{cases} i_{cd} = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_{cq} = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Où : \bar{i}_q, \bar{i}_d composantes du courant harmonique d'ordre 3^{th} .

\tilde{i}_q, \tilde{i}_d : composantes des courants alternatives.

La Figure. II.23 montre la transformation des courants de charge vers l'axe rotationnel harmonique ($d-q$) avec la vitesse de rotation de l'harmonique 3^{th} .

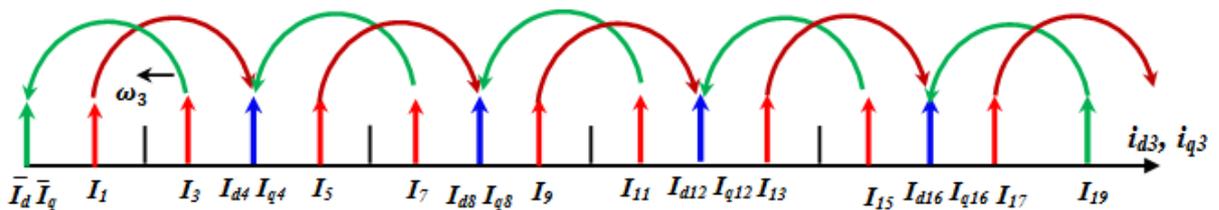


Figure. II.23. Transformation du courant de charge dans l'axe ($d-q$) harmonique 3^{th}

La composante fondamentale du courant de charge se transforme dans l'axe harmonique tournant avec une vitesse (-3ω) à une composante alternative avec une vitesse de rotation ($+4\omega$), et l'harmonique d'ordre 3^{th} se transforme en une composante constante comme le montre l'équation (II.71).

$$\begin{aligned} \tilde{i}_d &= \tilde{i}_{d1} + \tilde{i}_{d5} + \tilde{i}_{d7} + \tilde{i}_{d9} + \tilde{i}_{d11} + \dots \tilde{i}_{dh} \\ \tilde{i}_q &= \tilde{i}_{q1} + \tilde{i}_{q5} + \tilde{i}_{q7} + \tilde{i}_{q9} + \tilde{i}_{q11} + \dots \tilde{i}_{qh} \end{aligned} \quad (\text{II.71})$$

Nous allons passer la composante du courant de charge sur l'axe ($d-q$) sur un filtre multivariable, pour extraire la composante fondamental du courant, dont la pulsation de coupure du FMV est ajustée à la vitesse de propagation du courant fondamental ($\omega_c = +4\omega$), comme le montre la Figure.II.24.

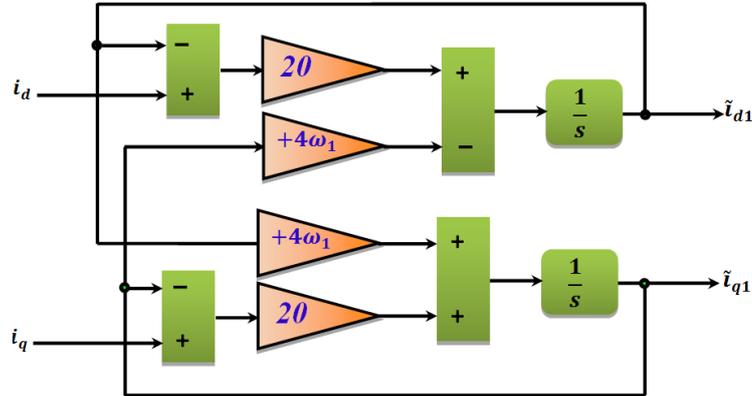


Figure. II.24. FMV pour extraire le fondamental sur l'axe ($d-q$) harmonique 3^{th}

Après l'extraction de la composante fondamentale du courant de charge sur l'axe harmonique ($d-q$), nous pouvons facilement calculer les courants harmoniques de références, La Figure. II.25 illustre le diagramme d'identification monophasé des harmoniques de référence à base de la méthode ($d-q$) modifiée.

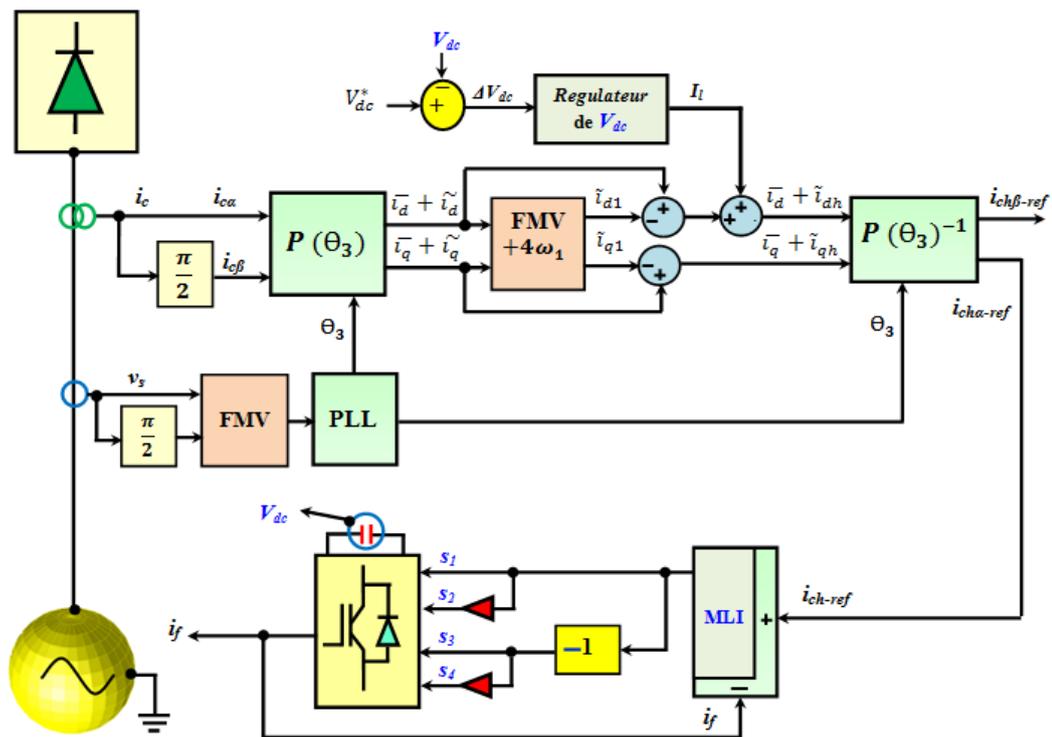


Figure. II.25. Algorithme d'identification monophasé par la méthode ($d-q$) modifiée

II.6.5. Méthode de DCC pour extraire les harmonique de référence en monophasé

Le principe d'extraction des courants harmoniques de références en monophasé, à base de la méthode de détection du courant de charge, est déduit directement du principe de cette méthode en système triphasé, le courant harmonique de référence est le courant de référence de la première phase du système triphasé [4].

Le système du courant biphasé (α - β) est obtenu par un déphasage de 90° degré de la composante du courant de charge, après l'obtention de ce système, on peut calculer les courant harmoniques de référence comme le montre l'équation suivante :

$$i_h^* = i_c + i_{co} - I_{cf-max} * \sin(\omega t) \quad (\text{II.72})$$

Le diagramme d'identification globale des courants harmoniques de référence dans un système monophasé est bien illustré sur la Figure.II.26.

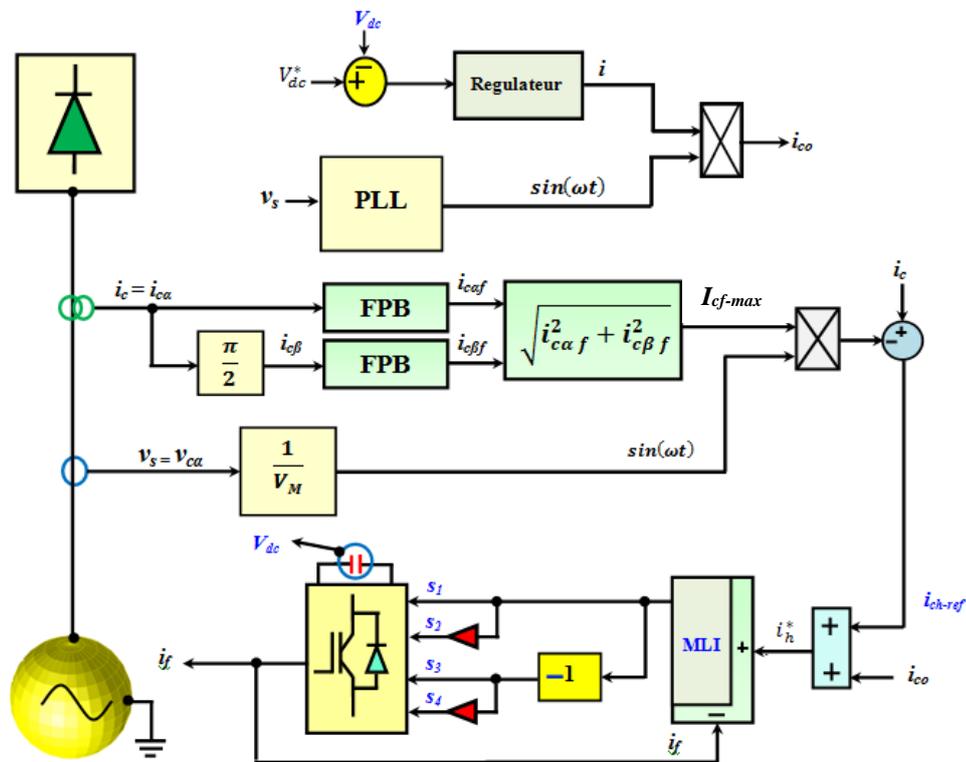


Figure. II.26. Méthode de DCC monophasé pour extraire les harmoniques de référence

II.6.6. Méthode DCC modifiée pour extraire les harmoniques en monophasé.

Le FMV peut modifier la méthode de détection directe du courant de charge en faisant remplacer les deux filtres passes bas par un seul FMV, dont sa pulsation de coupure est ajustée sur la pulsation du courant fondamental.

Cette méthode convient mieux pour le cas où la tension du réseau est déformée. Le courant harmonique de référence est le courant harmonique de la première phase du système triphasé que déjà présenté pour système triphasé.

$$i_h^* = i_c + i_{co} - I_{c-max} * \sin(\omega t) \quad (\text{II.73})$$

Le procès d'identification des harmoniques de référence, par la méthode de détection du courant de charge pour un système monophasé en régime de tension déformé, est bien illustré sur le diagramme de la Figure.II.27.

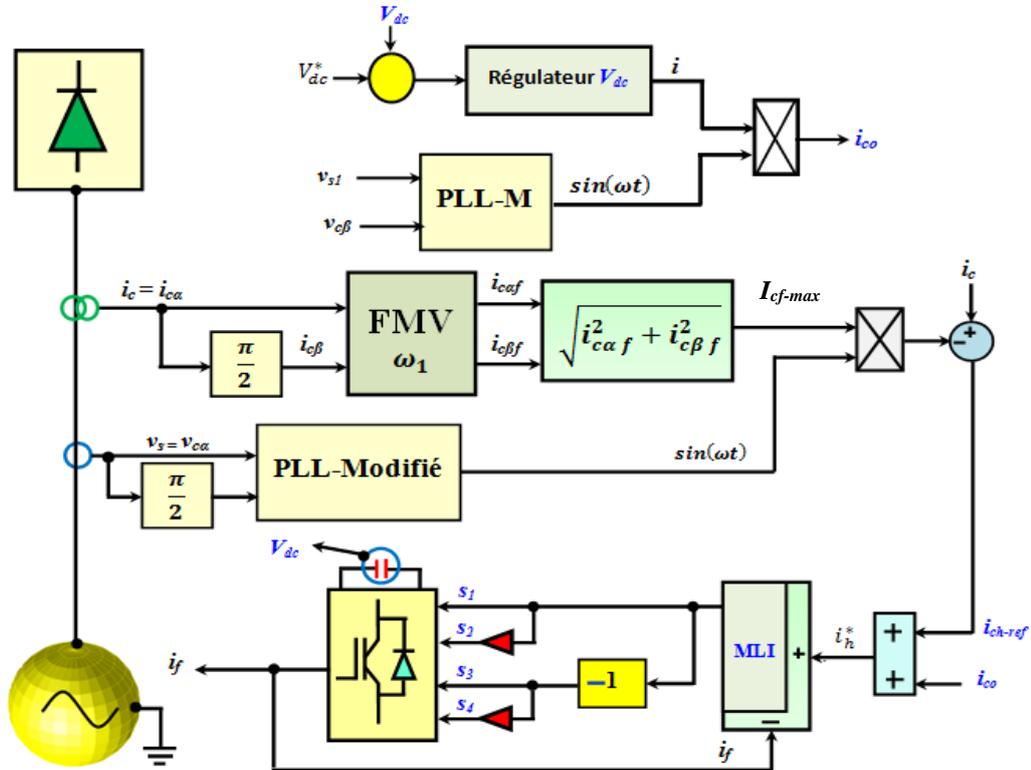


Figure. II.27. Méthode de DCC modifiée monophasé pour extraire les harmoniques de référence

II.7.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 tension sont :

1. Tensions du réseau déséquilibrées.
2. Tensions du réseau distordues
3. Tensions du réseau déséquilibrées et distordues au même temps.

On va présenter les formes d'ondes des tensions de réseau, les tensions de réseau sur l'axe (α - β), les tensions de sortie du circuit PLL et les angles des phases à la sortie du PLL pour un régime sein et un régime infecté (déséquilibré et distordu). Les résultats sont présentés en deux voies en présence du FMV et en absence du FMV. Les paramètres du régulateur PI du circuit PLL sont: $\xi = 0.707$, $f_c = 50\text{Hz}$, $K_p = 1.07$, $\tau_i = 0.0045\text{s}$ [9], le gain K du FMV est 20

II.7.1. Comportement du circuit PLL classique et modifiée en régime des tensions de réseau déséquilibrées

Supposons que les tensions du réseau que nous avons pris dans notre simulation sont équilibrées et à l'instant $0.1s$ sont subit à un déséquilibre des amplitudes, elles sont définies comme suite :

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{s2}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.74})$$

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{s2}(t) = 40\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 80\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.75})$$

D'après la Figure. II.28, on remarque que les tensions délivrées par le circuit PLL classique sont purement sinusoïdales, aussi l'erreur de phase de référence ($\Delta\hat{\theta}_d = 0 \text{ rad}$) est nul, il sera utilisé comme référence pour voir l'erreur de phase, à l'instant $t=0.1s$, les tensions de réseau seront déséquilibrées, on remarque que les tensions de sorties du circuit PLL sont déformées, leurs THD est 10.86%, l'erreur de phase du circuit PLL est ($\Delta\hat{\theta}_d = 0.157 \text{ rad}$).

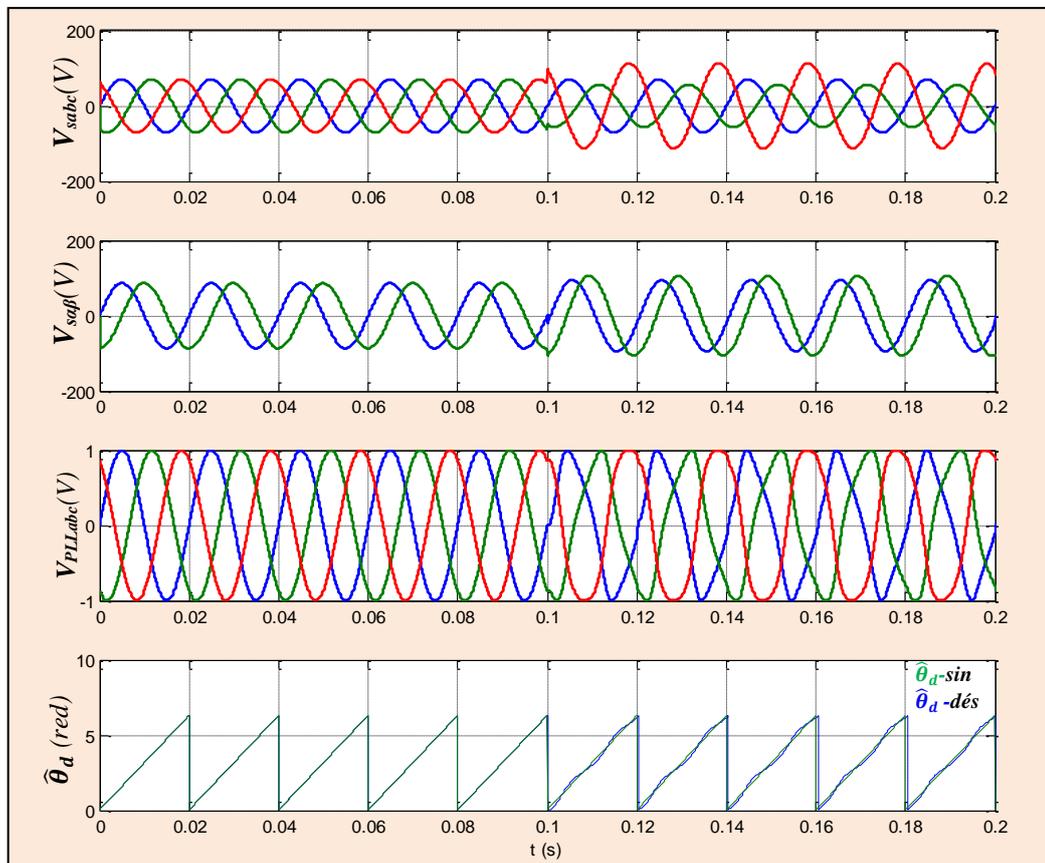


Figure. II.28. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées déséquilibrées

La Figure. II.29 montre le comportement du circuit PLL modifiée dans le cas d'un déséquilibre de tension de réseau, on remarque que les tensions délivrées par le circuit PLL sont sinusoïdales sous l'effet de déséquilibre, leurs THD de 1.02%, aussi l'erreur de phase est très faible par rapport la PLL classique ($\Delta\hat{\theta}_d = 0.0116rad$).

Les résultats obtenus dans le déséquilibré permettent de confirmer que le FMV est capable de corriger l'angle de phase et les formes d'onde des tensions délivrées par la PLL.

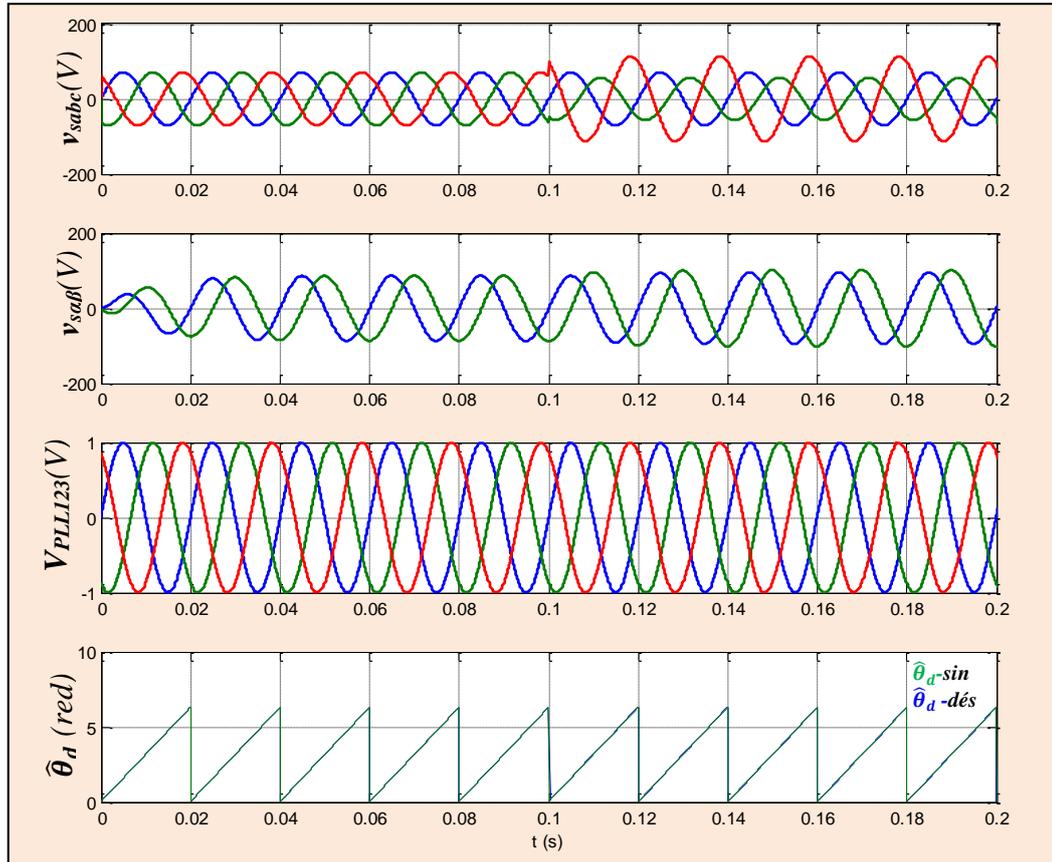


Figure. II.29. Comportement du PLL modifiée pour des tensions triphasées déséquilibrées

II.7.2. Comportement du circuit PLL classique et modifiée en régime des tensions de réseau distordues

Considérons maintenant les tensions de source triphasée sont équilibrées et contient les deux premiers harmoniques 5^{th} et 7^{th} , dont leurs THD est 22.36%, le système des tensions du réseau est défini par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2}. \sin(\omega t) + 10. \sin(-5. \omega t) + 5. \sin(7. \omega t) \\ v_{s2}(t) = 50\sqrt{2}. \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5. \omega t - 5. \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7. \omega t - 7. \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 50\sqrt{2}. \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5. \omega t + 5. \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7. \omega t + 7. \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.76)$$

La Figure. II.30 montre le comportement du circuit PLL dans le cas où les tensions de réseau triphasé sont déformées par la présence des harmoniques d'ordre 5^{th} et 7^{th} , à l'instant $t=0.1s$ les tensions délivrées par le circuit PLL subissent à une déformation.

La THD de la tension délivrée par le circuit PLL présente un THD de 8.2%, aussi l'erreur de la phase du circuit PLL est passée à $\hat{\theta}_d = 0.104rad$. Ce qui montre l'influence négative de la déformation des tensions sur le comportement du circuit PLL classique.

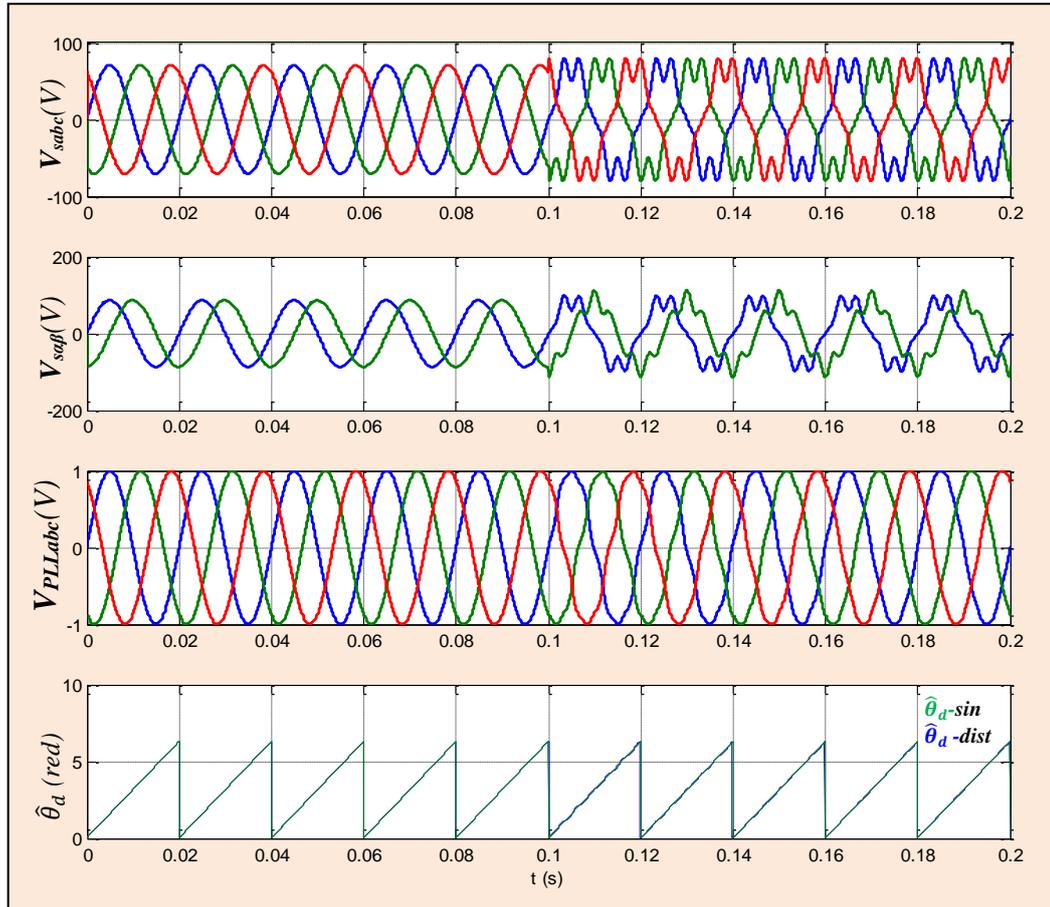


Figure. II.30. Comportement du PLL classique pour des tensions triphasées équilibrées distordues

On remarque d'après la Figure. II.31 que les tensions délivrées par la PLL modifiée sont devenues sinusoïdales, la THD des tensions délivrées par le circuit PLL est diminuée de 8.2% (le cas du circuit PLL classique) à 0.5% (le cas du circuit PLL modifiée), aussi l'erreur de phase du circuit PLL est diminuée de $\Delta\hat{\theta}_d = 0.104rad$ à $\Delta\hat{\theta}_d = 0.0139rad$.

Le rôle du FMV est bien illustré, il permet de remédier les problèmes de la PLL classique en régime de tension déformé

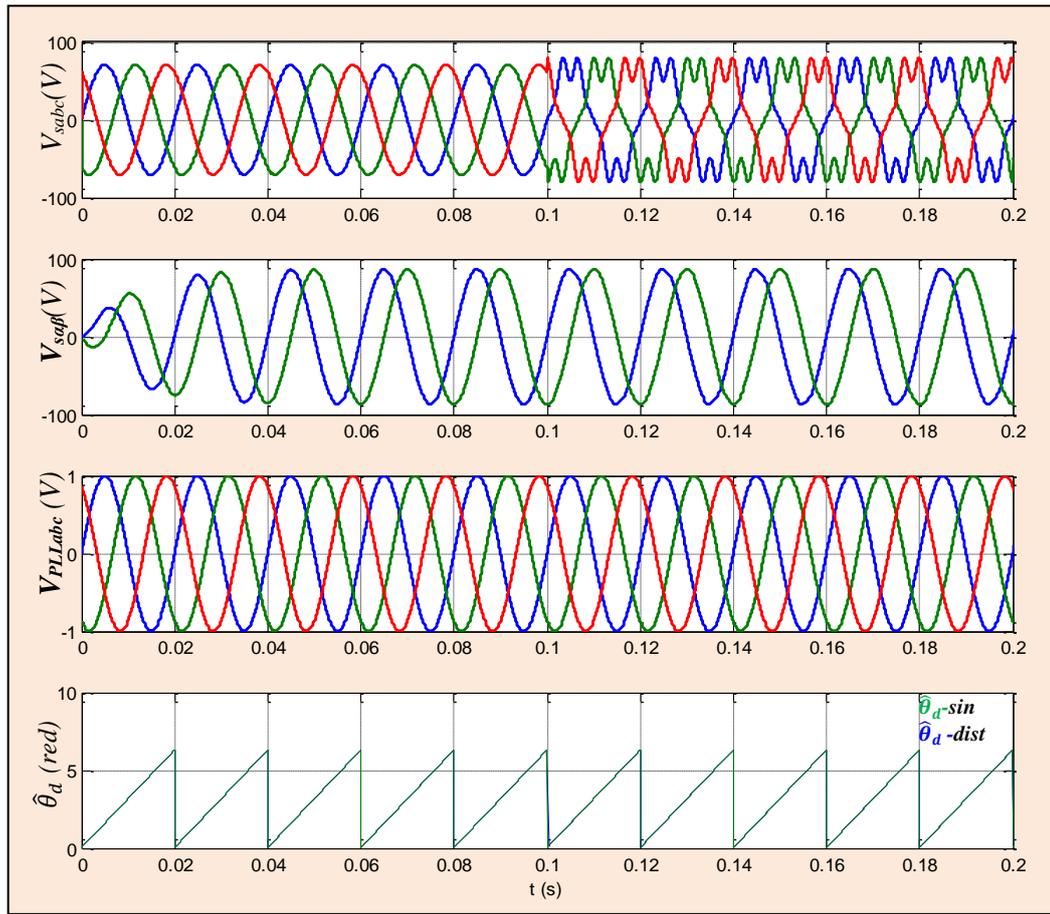


Figure. II.31. Comportement du PLL modifié avec des tensions triphasées équilibrées distordue

II.7.3. Comportement du circuit PLL classique et modifié en régime des 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 5th et 7th, (THD v_s = 22.36%), le déséquilibre est provoqué dans l'amplitude de la fondamentale, le système est régi par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = 50\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) + 10 \cdot \sin(-5 \cdot \omega t) + 5 \cdot \sin(7 \cdot \omega t) \\ v_{s2}(t) = 40\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5 \cdot \omega t - 5 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7 \cdot \omega t - 7 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = 80\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 10 \sin\left(-5 \cdot \omega t + 5 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + 5 \sin\left(7 \cdot \omega t + 7 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

D'après la Figure.II.32, on observe que les performances du circuit PLL classique sont dégradés dans le cas où les tensions du réseau sont déséquilibrées et déformées, la tension délivrée par la PLL est déformée, avec un THD de 11.56%, l'angle de déphase est de ($\Delta\hat{\theta}_d = 0.172\text{rad}$). On peut conclure donc que les performances du circuit PLL sont fortement dégradés dans un régime de tension de réseau déséquilibré-distordus.

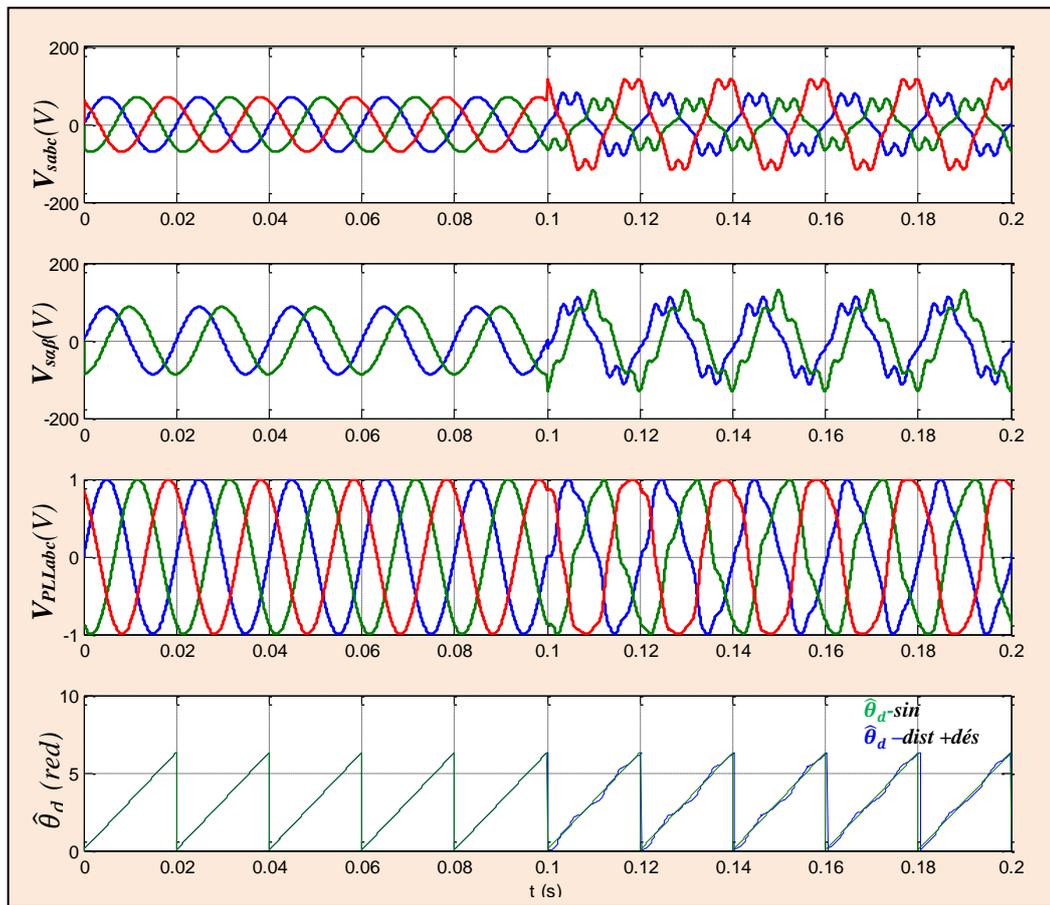


Figure. II.32. Comportement du PLL classique avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues

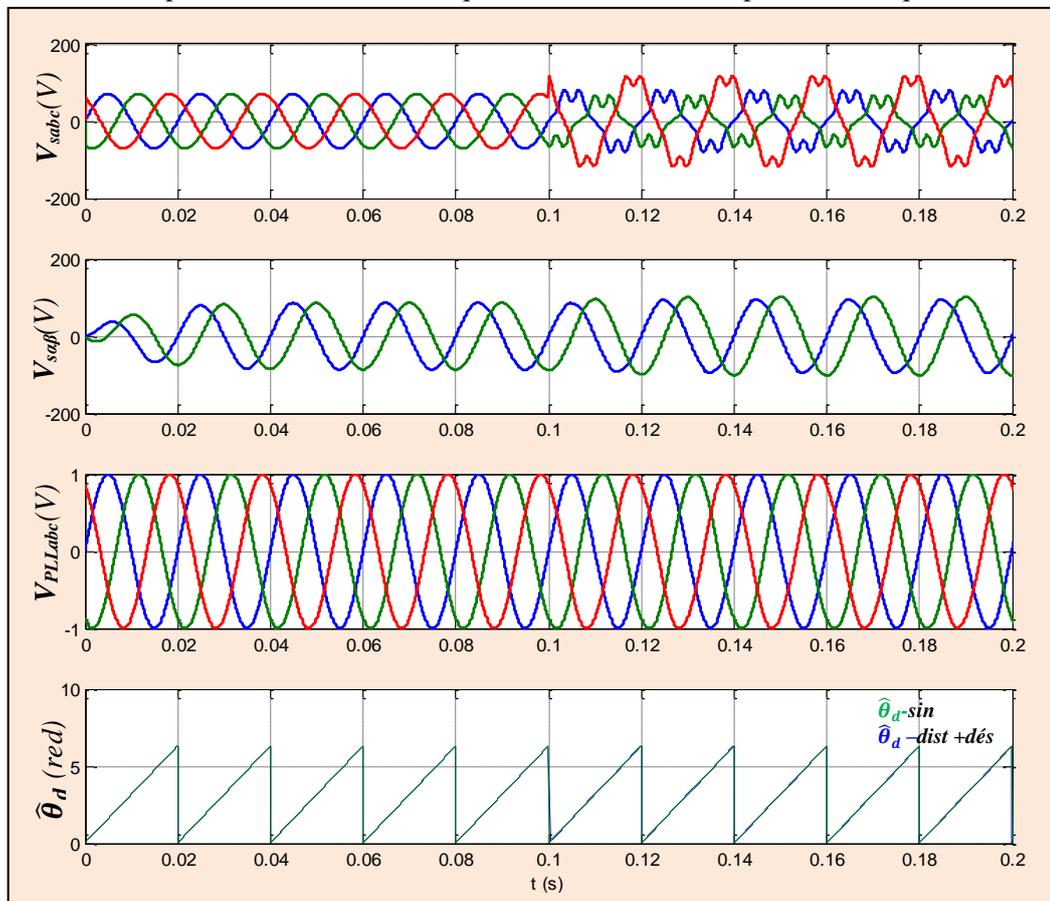


Figure. II.33. Comportement du PLL modifiée avec des tensions triphasées déséquilibrées distordues

La Figure. II.33 montre que les tensions délivrées par le circuit PLL sont purement sinusoïdales en présence du filtre multivariable, dont le THD de ces tensions est de 0.75%, aussi on peut remarquer que l'angle de déphasage est très faible ($\Delta\hat{\theta}_d = 0.0112 \text{ rad}$).

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. Le Tableau. II.5 récapitule les résultats obtenus par les deux types de circuits PLL (classique et modifiée) avec les trois types de tension de réseau possible.

Types de circuit PLL	PLL Classique		PLL modifiée	
Types de réseau	$THD_{v_{sPLL}}$	$\Delta\hat{\theta}_d$	$THD_{v_{sPLL}}$	$\Delta\hat{\theta}_d$
Distordues	8.2%	0.104 rad	0.5%	0.0139 rad
Déséquilibrés	10.86%	0.157 rad	1.02%	0.0116 rad
Distordues+déséquilibrés	11.56%	0.172 rad	0.75%	0.0112 rad

Tableau. II.5. Comparaison des performances du PLL modifiée et PLL classique

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement des méthodes d'identification fréquentielle par un topique bibliographique, ensuite, nous avons accentué notre étude sur trois méthodes d'identification temporelle des harmoniques de références pour un système triphasé et monophasé, la première méthode est basée sur la théorie des puissances instantanées ($p-q$), la deuxième utilise le référentiel synchrone de Park ($d-q$) et la troisième est basée sur la détection du courant de charge (DCC), ces méthodes sont modifiées par l'intégration des filtres multi-variables pour avoir des méthodes modifiées qu'ils sont adaptables avec les régimes des tensions du réseau électrique, aussi le mécanisme d'extraction globale des courants harmoniques par ces méthodes modifiées a été présenté en montrant ses avantages techniques et économiques .

En plus, nous avons étudié la réponse dynamique FMV en présence des composantes harmoniques directes et inverses, 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 des tensions de réseau électrique déséquilibré, distordue et distordues -déséquilibrés.

Le chapitre suivant est réservé à l'étude du comportement du filtre actif parallèle commandé par la méthode des puissances instantanées ($p-q$) modifiée, en régime de tensions déformées et déséquilibrées, en présence des charges fortement capacitatives, et avec une source d'alimentation photovoltaïque.

Chapitre III

*Dimensionnement et fonctionnement du FAP
contrôlé par la méthode (p-q) modifiée*

III.1. Introduction

Aujourd'hui, et dans le cadre de la politique de dépollution harmonique, le filtrage actif parallèle des harmoniques est choisi comme l'un des solutions 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 [20]. Le principe de base du FAP est de produire et d'injecter au même temps les courants 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. Généralement 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 au point de raccordement commun.

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, puisque elle constitue le noyau du filtre actif parallèle [4].

Dans ce chapitre, nous avons commencé à présenter la structure générale du filtre actif parallèle triphasé, le dimensionnement du filtre actif en termes de puissance, 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 ($p-q$) modifiée, est utilisée pour identifier les courants harmoniques de références avec différents régimes des tensions de réseau, aussi la génération des signaux de commande de l'onduleur a été assurée par la commande hystérésis.

Par voie de simulation dans l'environnement (Matlab / Simulink), le comportement du filtre actif parallèle triphasé avec différents régimes des tensions de réseau électriques, avec différents caractères de charges (inductive et capacitive) et avec une source d'alimentation photovoltaïque sera examiné. Aussi, l'application de la méthode ($p-q$) modifiée dans un système de filtrage actif parallèle monophasé sera portée dans ce chapitre.

La méthode d'identification ($p-q$) modifiée en triphasé sera implémentée en temps réel sur un banc d'essai expérimental du filtre actif parallèle triphasé via une carte dSPACE 1104.

III.2. Objectif du filtrage actif parallèle

Le rôle principal d'un filtre actif parallèle, dans un réseau électrique de puissance, est la compensation des courants harmoniques et la puissance réactive générées par les charges non linéaires, son principe de base consiste à 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. Ces derniers sont utilisés pour commander le FAP, La boucle de régulation de la tension du bus continu du réservoir capacitif à pour rôle de compenser les pertes dans les éléments du filtre actif [4], [9]. La Figure.III.1 montre la structure générale d'un FAP triphasé.

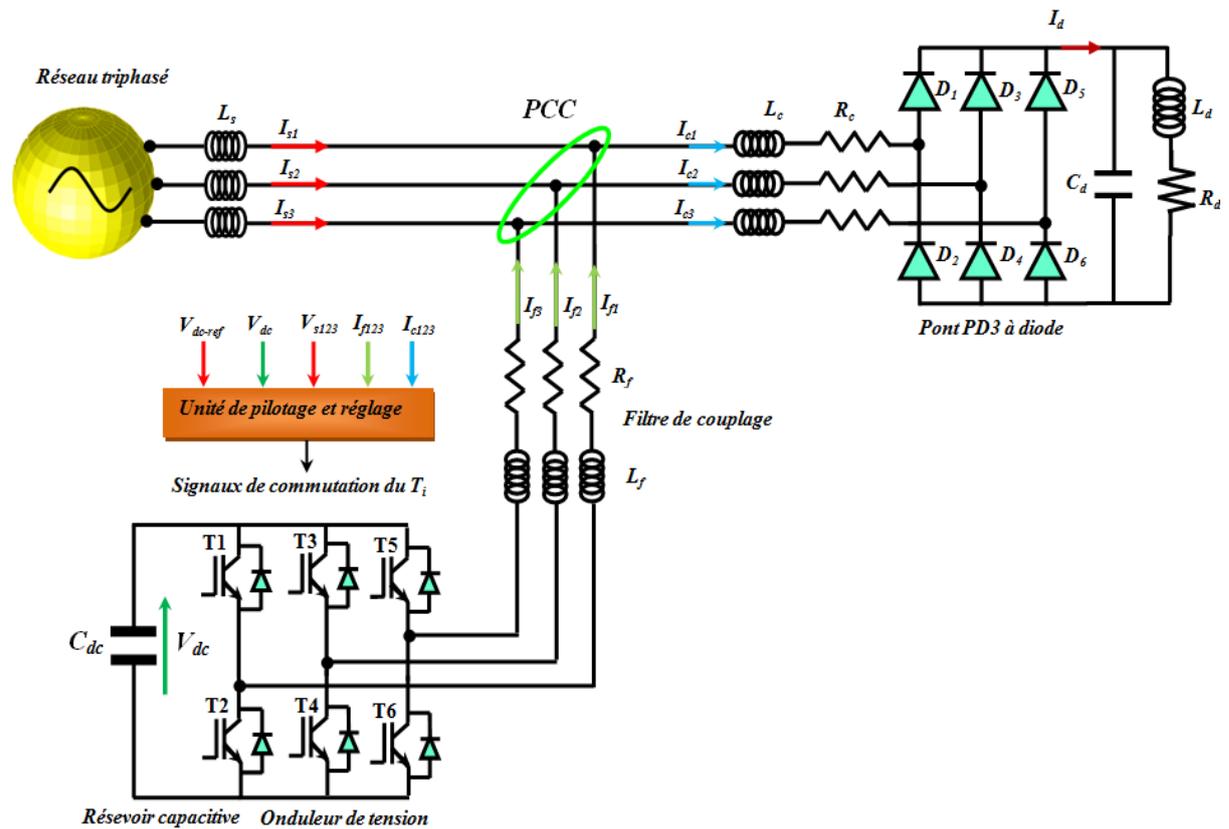


Figure. III.1. Structure du filtre actif parallèle.

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

La connaissance de la puissance apparente consommée par la charge non linéaire permet de calculer la puissance apparente du filtre actif, donc le dimensionnement de ce dernier est réalisé en considérant que toutes les harmoniques générés sont filtrées ou compensés. Dans un deuxième temps, un 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 :

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

Dans le cas d'un réseau comportant m phases, supposé sinusoïdale et équilibré, la puissance apparente nominale absorbée par le redresseur est de la forme :

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

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 :

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

À partir des relations (III.2) (III.3) et (III.4), nous déduisant le rapport reliant la puissance apparente du filtre et celle de la charge polluante :

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

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

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

Le rapport des courants et donc des puissances devient :

$$\frac{S_{filtre}}{S_{ch}} (\%) = 29\% \quad (\text{III.7})$$

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 [4].

	$\frac{S_{filtre}}{S_{ch}}$ (%)	$\frac{Sh_{filtre}}{Sh_{ch}}$ (%)
Filtrage globale des harmoniques	29	100
Filtrage d'harmonique d'ordre 5 th	19	66
Filtrage d'harmonique d'ordre 7 th	14	48
Filtrage des harmoniques d'ordres 5 th et 7 th	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 capacitif 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.

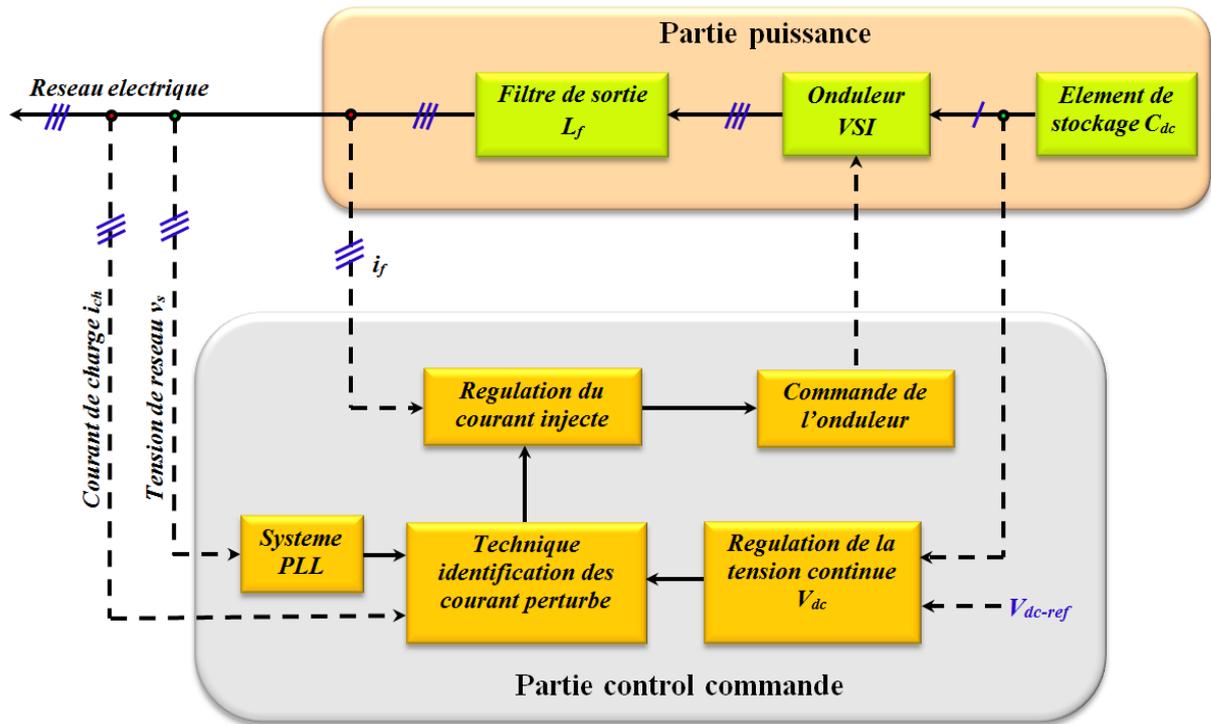


Figure.III.2.Structure des unités de puissance et de commande du FAP

III.4.1.Partie puissance du filtre actif parallèle

Cette partie est consacrée à l'étude des trois éléments du filtre actif parallèle qui sont 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 [16], [4].

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 un onduleur de source tension à deux niveaux est choisi et sa structure est montrée dans 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.

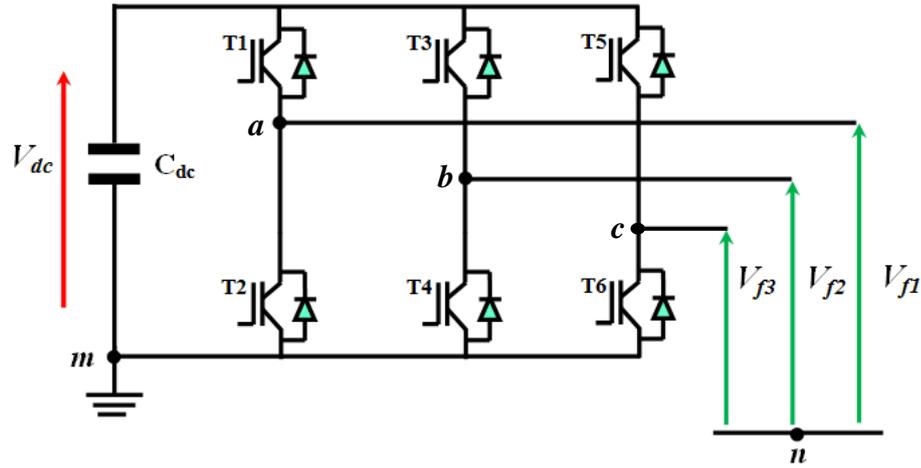


Figure. III.3. Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

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 d'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 chacun deux valeurs possibles 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 la montre la Figure. III.4.

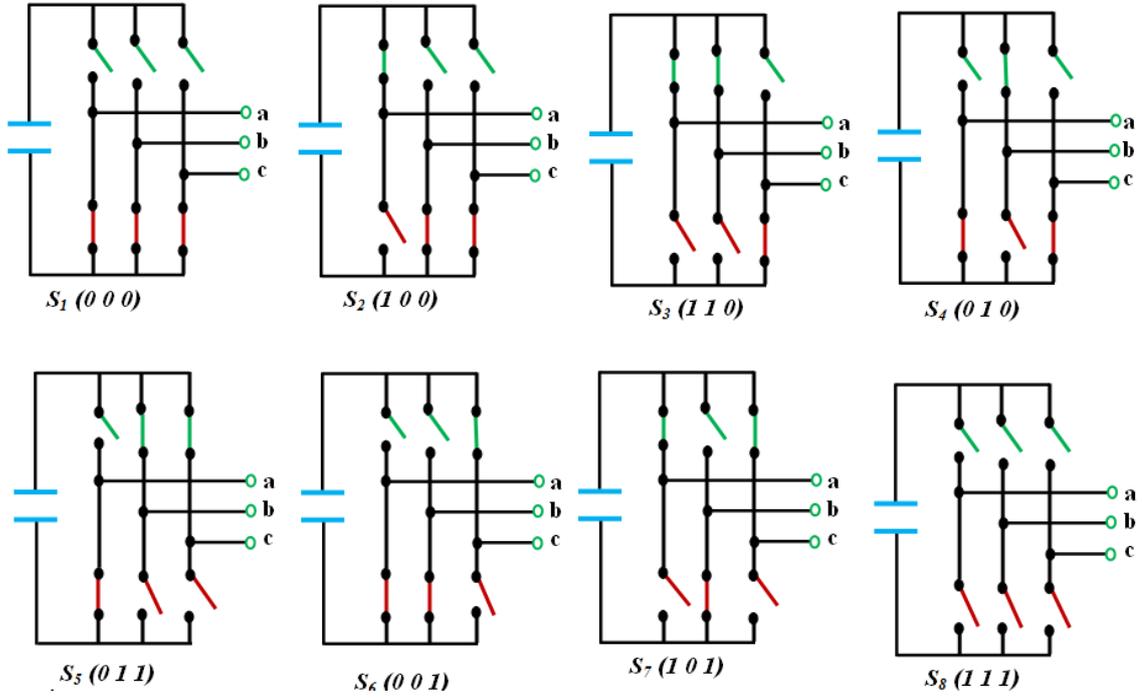


Figure. III.4. Différentes configurations d'onduleur de tension

III.4.1.2. Condensateur du stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du bus continu du filtre actif se fait par un réservoir 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 les expressions (III.11-12-13), pour déterminer la valeur du condensateur du filtre. Dans le cas où la puissance réactive est considérée à compenser :

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

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

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

La valeur du condensateur C_{dc} est donnée par la relation suivante [112] :

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

Généralement, la tension du condensateur du bus continu (V_{dc}) est liée à l'énergie instantanée disponible dans filtre actif parallèle. Donc la tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur sera choisie supérieure à la tension de crête du réseau afin de suivre les changements de la demande de charge, et peut être calculée par plusieurs approches [15], [9]:

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

Avec m est le coefficient de réglage, qui est considéré égale à 1.

III.4.1.3. Inductance de couplage au réseau

Le couplage du filtre actif, considéré en mode parallèle comme source de tension commandée en courant, se fait à l'aide d'une inductance L_f , qui joue le rôle d'une source de courant débitant dans le point de connexion commun, elle permet également de réduire l'amplitude des harmoniques dus à la fréquence de commande d'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 d'augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, on doit diminuer la valeur de l'inductance de couplage (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 d'inductance de couplage (L_f) entre le point de connexion commun du filtre actif parallèle 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 conducteurs composant l'onduleur (f_c). Par conséquence, la valeur de l'inductance L_f est donnée comme [110], [112]:

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

III.4.2. Partie contrôle du filtre actif parallèle

La méthode de puissance instantanées ($p-q$) modifiée, présenté dans le chapitre précédent, a été choisi pour identifier les courants harmoniques de références, la commande hystérésis est choisie pour commander l'onduleur de tension d'une part, et d'autre part, un

régulateur flou de type-1 sera utilisé pour maintenir constante la tension du bus continue V_{dc} (autour de sa valeur de référence), cela sera discuté dans la prochaine section.

III.4.2.1. Génération des signaux de contrôle par hystérésis

La commande hystérésis montrée dans la Figure. III.5 est utilisée pour générer les signaux de commande d'onduleur, le principe de contrôle hystérésis des courants consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation [16].

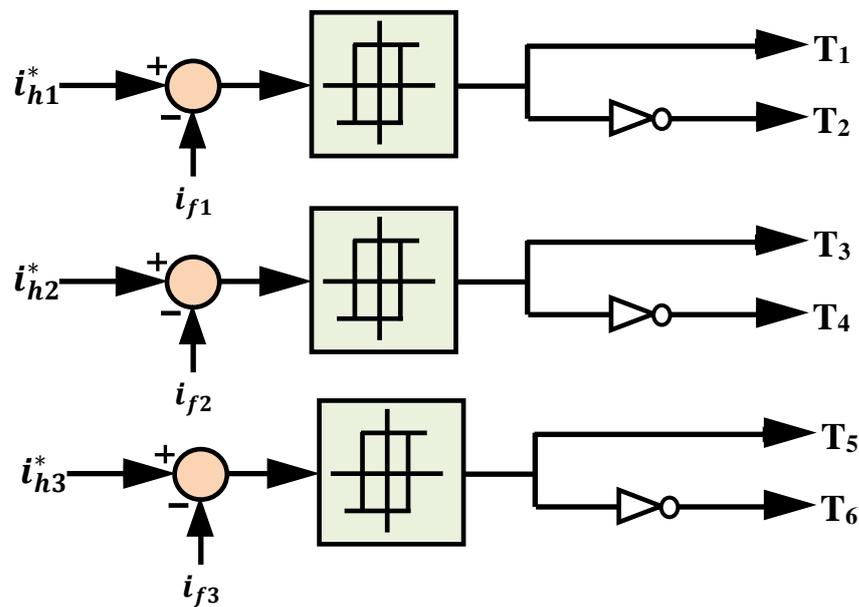


Figure. III.5. Principe de contrôle du courant par hystérésis

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 [16]. 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 l'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 fixe. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants [4] :

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

Pour maintenir la tension V_{dc} constante, nous ajoutons à la puissance réelle instantanée une consigne de puissance active. Pour cela, un régulateur flou de type-1 est choisi pour garder la tension aux bornes du condensateur C_{dc} constante avec une faible fluctuation.

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

La logique floue est introduite premièrement par *Zadeh* en 1965, elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif d'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 [19].

La stratégie du contrôle par la 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}^* . L'erreur E est considérée comme étant une première variable d'entrée, tandis que son dérivé ΔE 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.

Les fonctions d'appartenances des variables entrées et de variable de sortie ont des formes triangulaires, elles sont montrées dans la Figure. III.7.

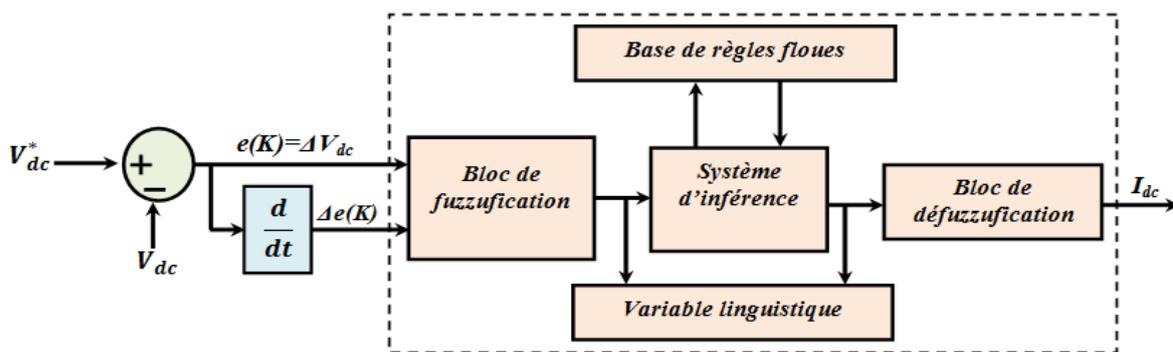
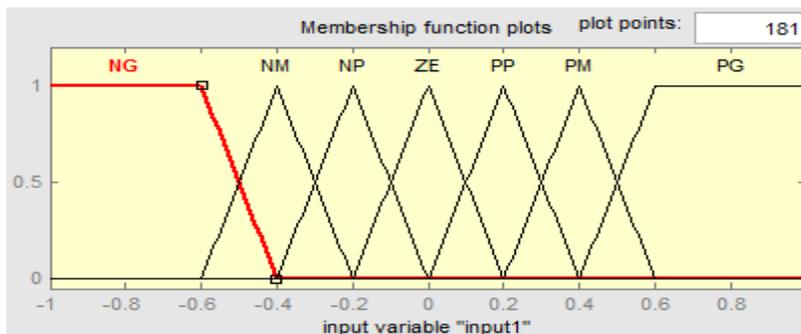
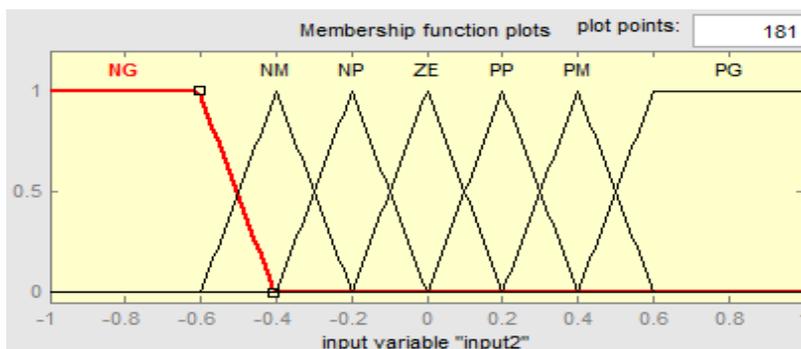


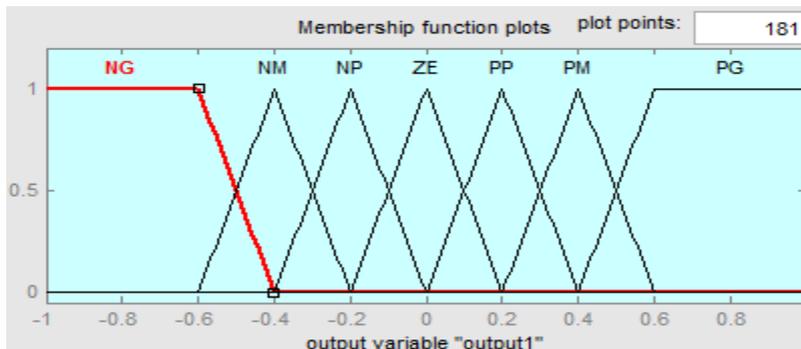
Figure.III.6. Structure d'un contrôleur flou de type-1 pour contrôler la tension V_{dc}



(a) Erreur de ΔV_{dc}



(b) Variation de l'erreur ΔV_{dc}



(c) Courant actif (I_{dc}) de réglage de la tension V_{dc}

Figure. III.7. Fonctions d'appartenance : (a-b).variables d'entrées, et (c) variable de sortie.

Le tableau ci-dessous donne l'ensemble des 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 $E (\Delta V_{dc})$	Variation de l'erreur (ΔE)						
	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'appartenance

Ce courant généré par le contrôleur flou du bus continu sera ajouté aux courants harmoniques identifiés par la méthode de puissance instantanée ($p-q$) modifiée, afin d'obtenir les courants harmoniques de références [4], ces derniers sont utilisés par le contrôleur hystérésis pour générer les signaux de commutations des semi-conducteurs d'onduleur de tension comme le montre la Figure. III.8.

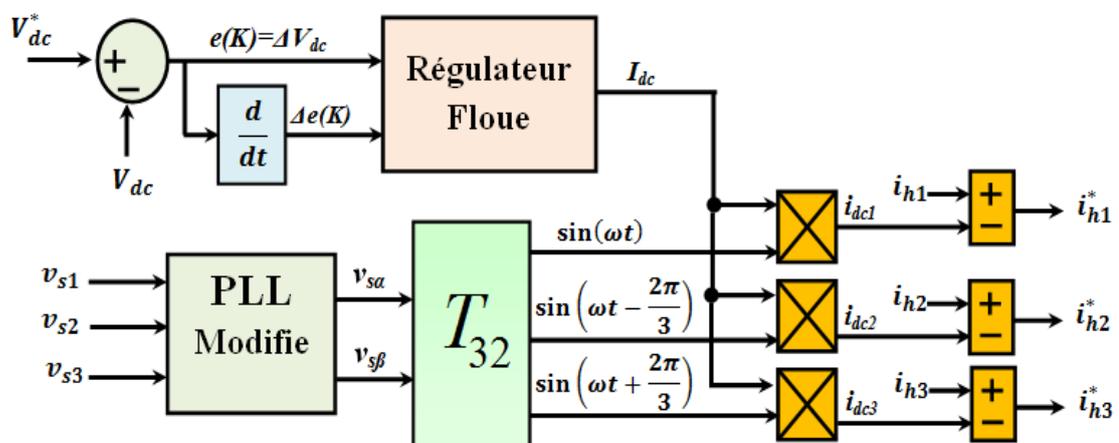


Figure. III.8. Schéma de génération des courants harmoniques de référence.

III.5. Résultats de simulation du comportement du FAP avec différent types de charges et de réseau

La simulation du système global (réseau électrique, charge non linéaire, filtre actif parallèle) est réalisée sous environnement Matlab/Simulink (voir Annexe.III.1).

Différentes formes d'ondes ont été visualisées telles que le courant de charge, les courants de source, les tensions de source, les courants injectés par le filtre actif et la tension V_{dc} aux bornes du bus continu, une analyse spectrale de ces signaux sera également établie. Toute la partie puissance a été développée en exploitant les outils de Simulink, entre autre Sim Power Sytems, les 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 redresseur PD3 à diode	- $R_d=30\Omega, L_d=50mH$ - $R_c=0.8\Omega, L_c=2mH$
Filtre actif parallèle	- Filtre de couplage - Condensateur de stockage - Tension de référence	- $L_f=1mH, R_d=1m\Omega$ - $C_{dc}=1100\mu F$ - $V_{dc-ref}=V_{dc}^*=300V$
Paramètres de simulation	- Temps d'échantillonnage - Bande d'hystérésis	- $T_s=5 \mu s$ - $\Delta h=0.01A$

Tableau. III.3. Paramètres du système à simuler.

III.5.1. Comportement du FAP en régime permanent et dynamique dans un réseau triphasé équilibré sinusoïdale.

La Figure. III.9 montre les formes d'ondes des tensions de réseau, des courants de charge, des courants de source, des courants de filtres et de la tension du bus continu V_{dc} , après le filtrage. On remarque que le courant de source devient sinusoïdale, et la qualité de filtrage est jugée par son spectre harmonique avant et après le filtrage, qui prouve que ce courant ne contient que le fondamental, son THD passe de 26,38% avant le filtrage à 1,27% après le filtrage. Cette valeur est conforme à la norme *IEEE-519*. La tension V_{dc} voit sa valeur diminuée après l'application des courants de charge, cette chute de tension sera récupérée après deux périodes grâce à l'utilisation du contrôleur flou. On peut dire que ce dernier est capable de garder la tension V_{dc} autour de sa valeur de référence avec une faible fluctuation.

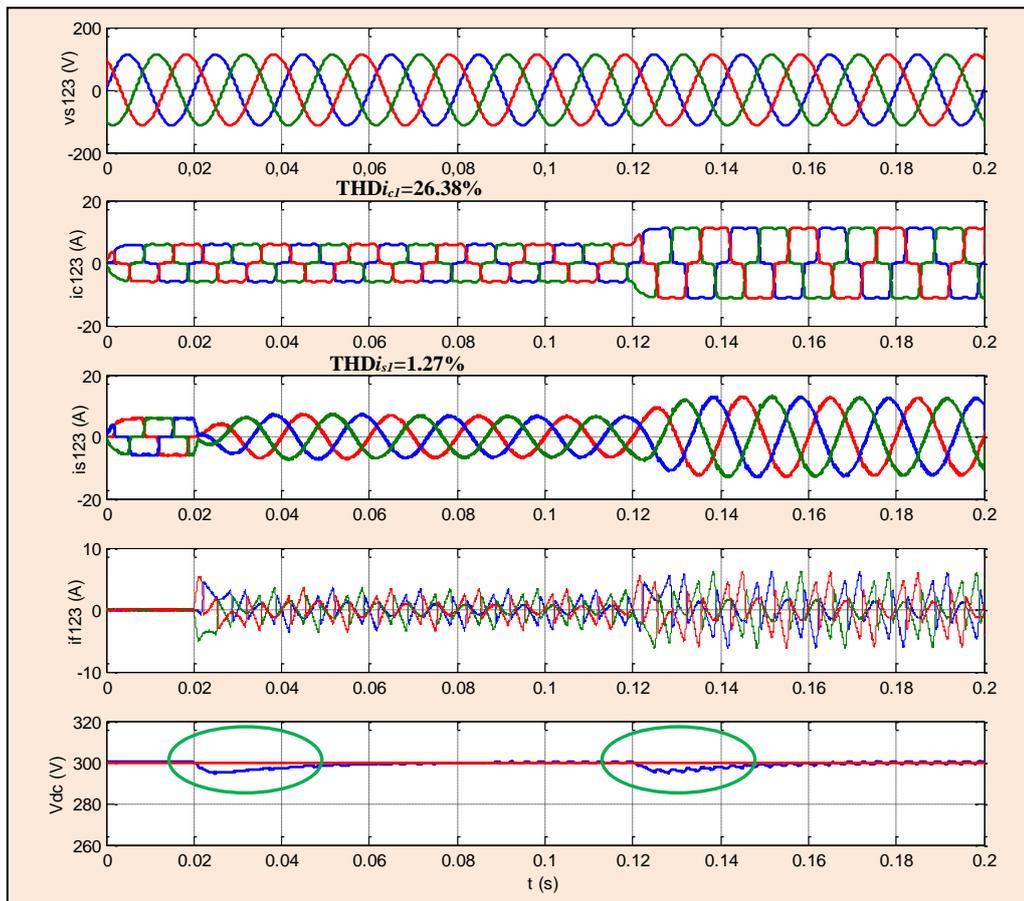


Figure. III.9. Comportement du FAP avec une variation de la charge

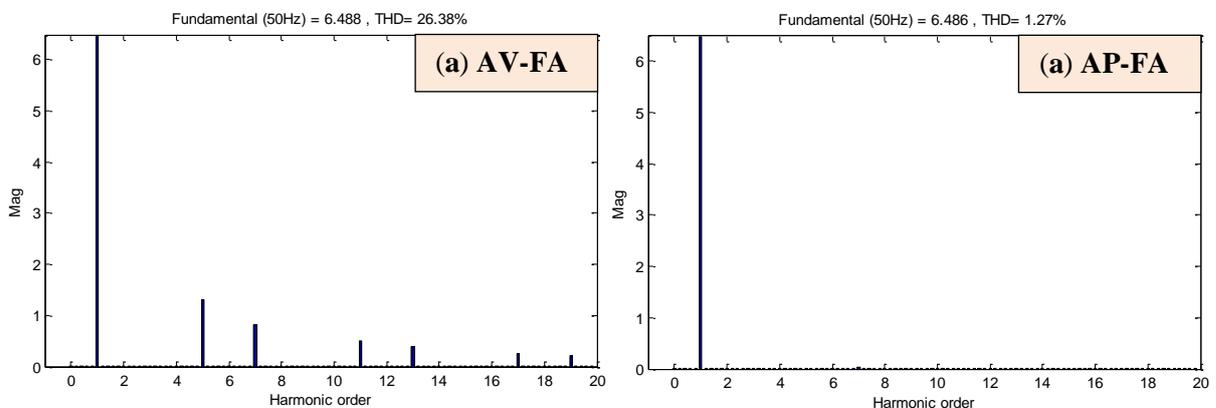


Figure. III.10.(a,b). Spectres harmoniques du courant de source avant et après le filtrage

Lorsqu'on augmente le courant de charge à l'instant $0.12s$, on remarque que le courant de source répond à cette augmentation avec une forme d'onde toujours 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 diminuée à cause de cette augmentation, elle a établi sa référence après deux périodes.

La Figure. III.11 illustre la courbe de la puissance active et réactive du réseau, les formes d'ondes du courant avant et après le filtrage et la forme d'onde de la tension de source. On remarque qu'après la mise en service du FAP, la puissance réactive est nulle, et le

courant devient sinusoïdal et en phase avec la tension, la puissance active du réseau subit à une diminution importante, cette chute de puissance est sevrée pour compenser les pertes de puissance active des semi-conducteurs de puissance.

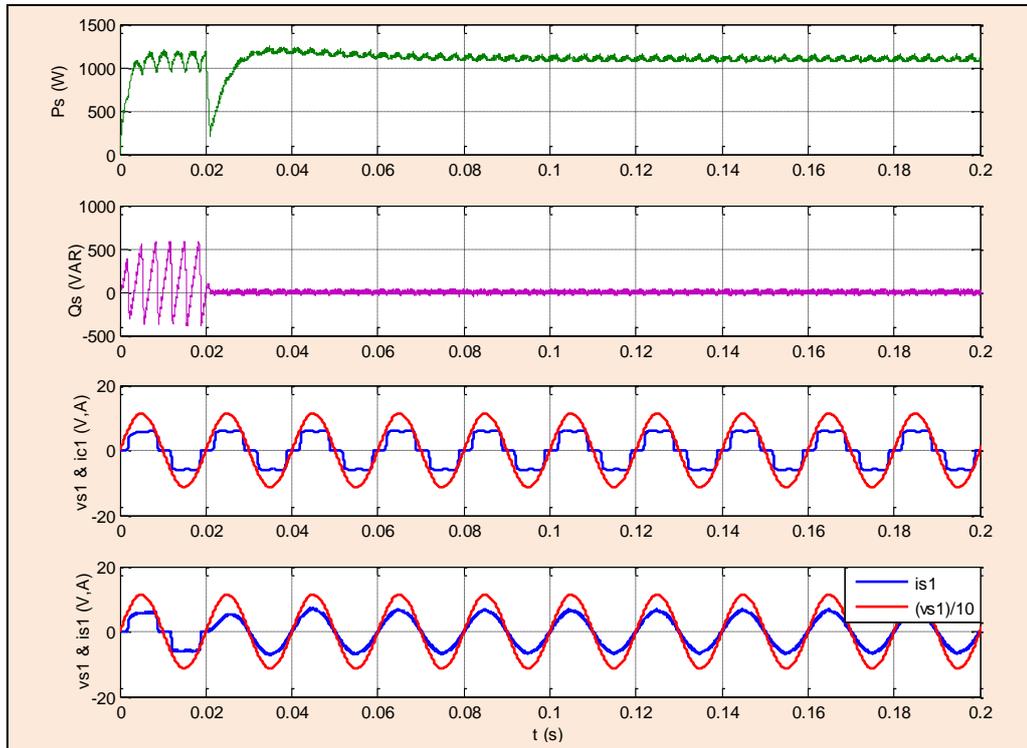


Figure. III.11. Puissance active et réactive du réseau avant et après le filtrage

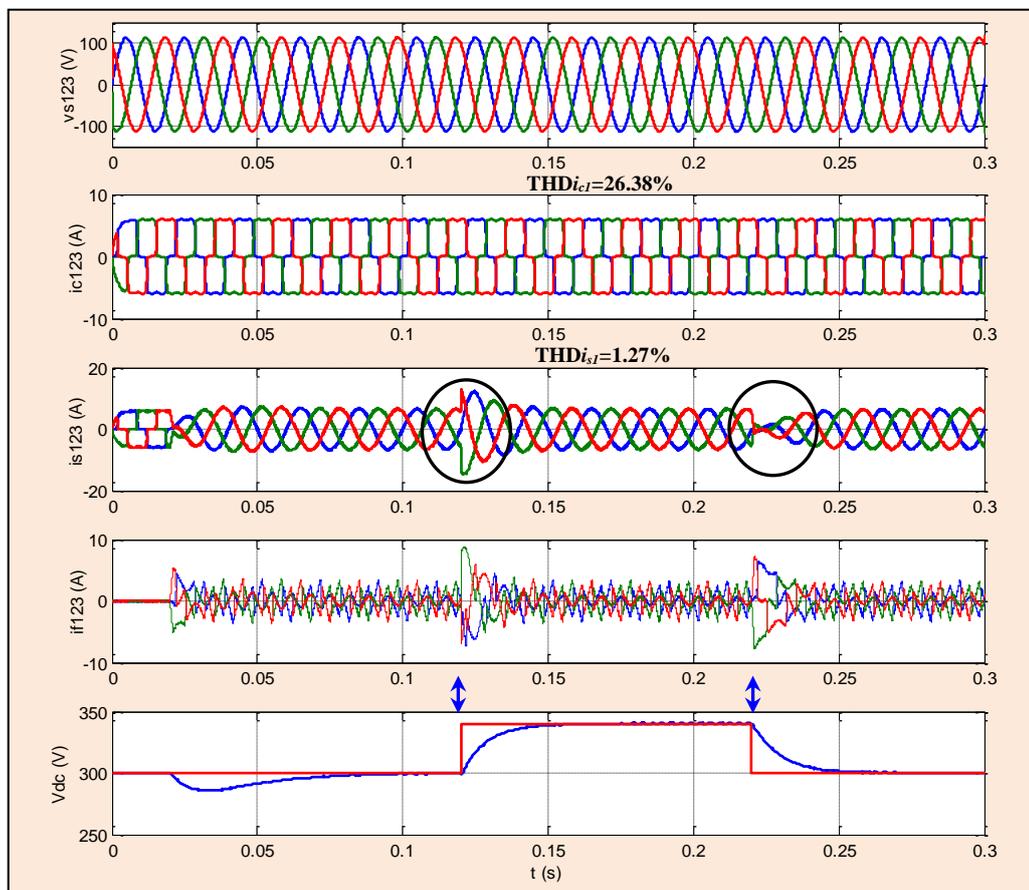


Figure. III.12. Comportement du FAP avec une variation de la tension de référence V_{dc}^*

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

La Figure.III.13 montre que la qualité du filtrage du FAP est affectée sous une faible tension du bus continu ($V_{dc}=200V$), ce qui signifie que la puissance du FAP est insuffisante pour produire les harmoniques à injecter au point de raccordement commun du réseau.

Le spectre harmonique du courant de source après le filtrage montre que l'atténuation des courants harmoniques n'est pas suffisante. Afin d'assurer la bonne atténuation des courants harmoniques il faut fournir une puissance suffisante comme la montre la Figure. III.14, l'augmentation de la tension V_{dc} à l'instant 0.15s de 200V à 250V va permettre de récupérer la forme d'onde sinusoïdale du courant de source.

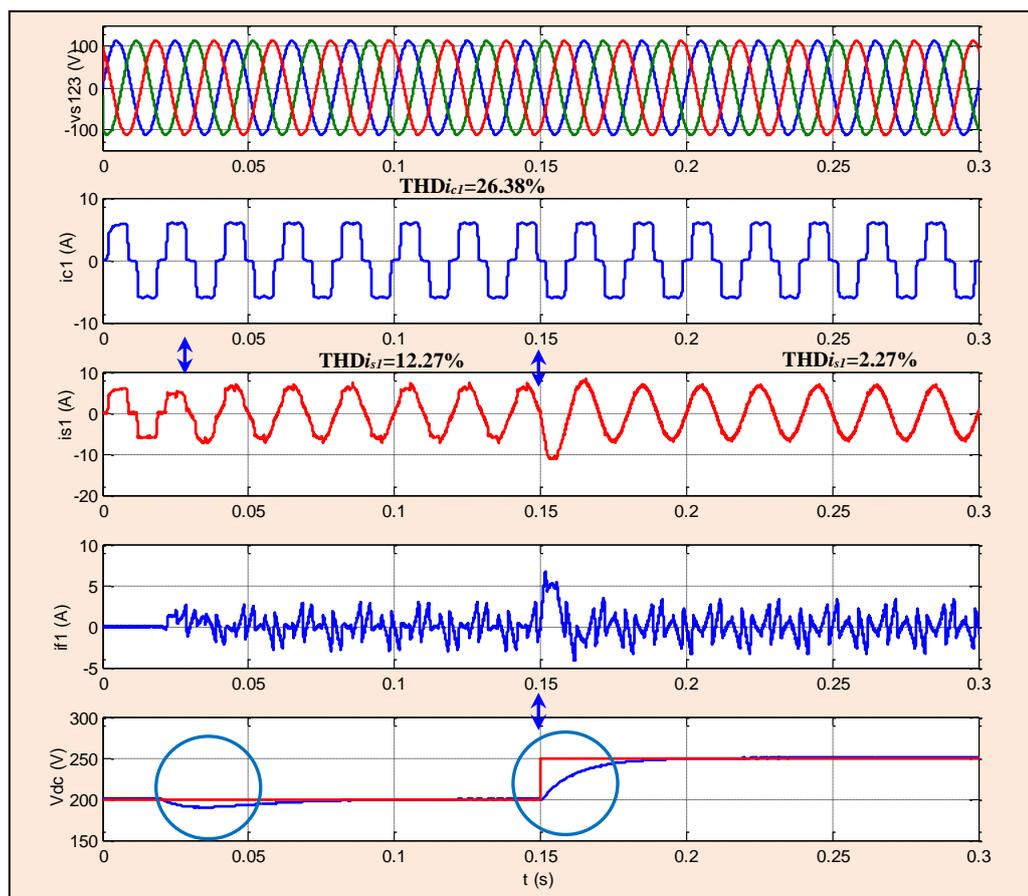


Figure. III.13. Comportement du FAP avec une faible tension continue

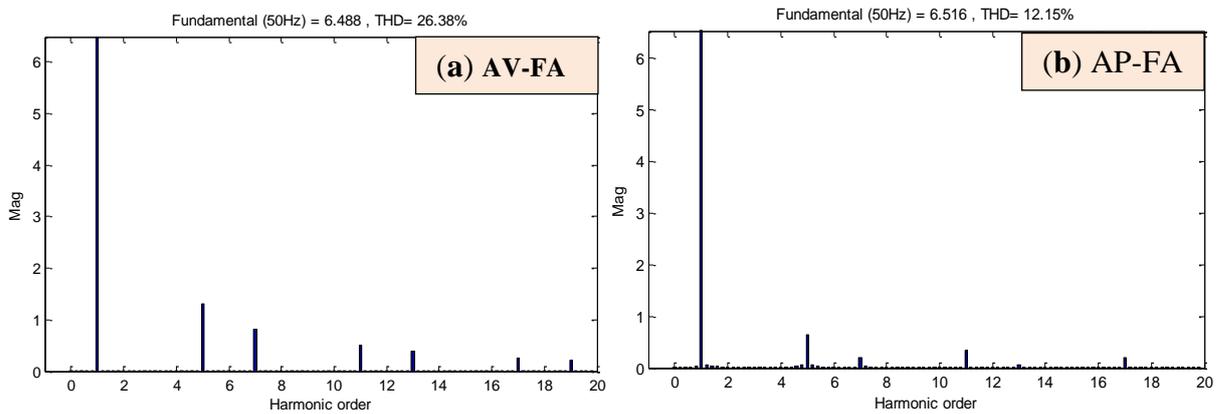


Figure. III.14. Spectre harmonique du courant de source sous une tension faible

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

Dans ce test, la tension V_{dc} est fixée à $300V$, et 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 affectée considérablement comme le montre la Figure.III.15.

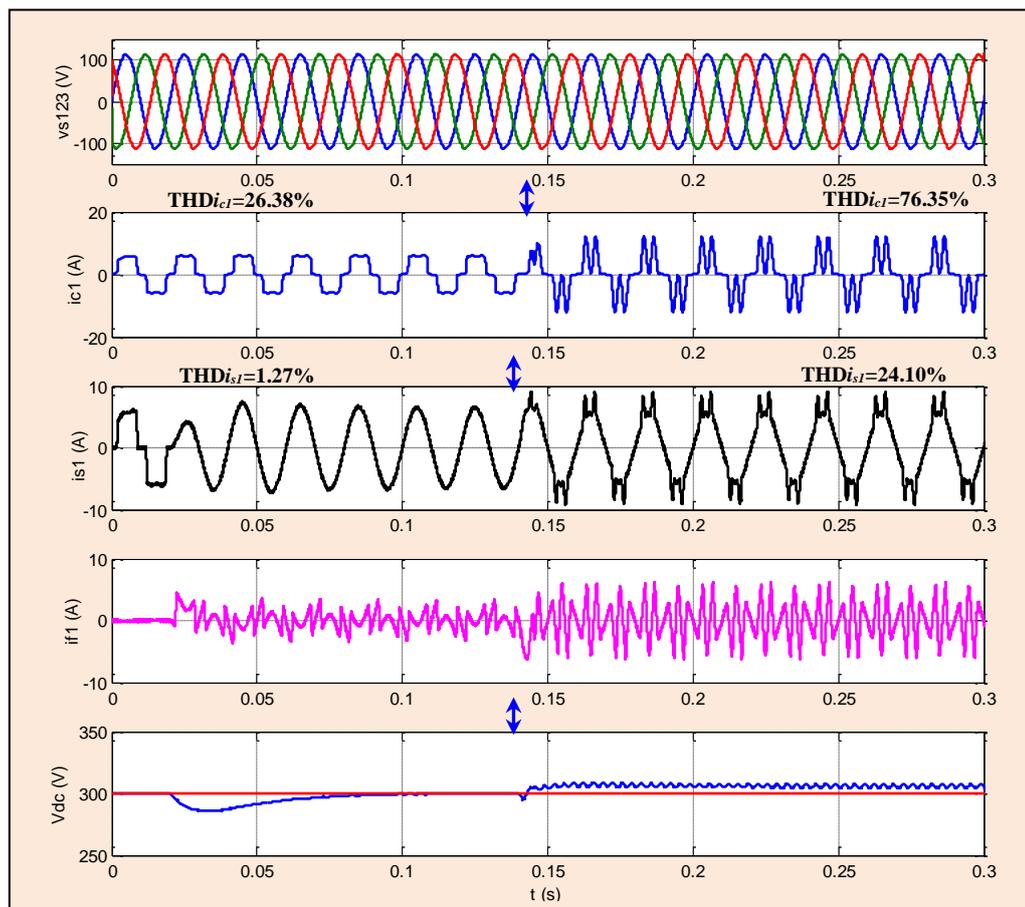


Figure. III.15. Comportement du FAP avec une charge capacitive

Dans ce cas, on constate que la forme d'onde du courant de source i_{s1} est déformée significativement après l'insertion de ce type de charge, le spectre harmonique de courant de source i_{s1} , 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 charges capacitives tendent à augmenter les amplitudes des harmoniques de courant.[83-84].

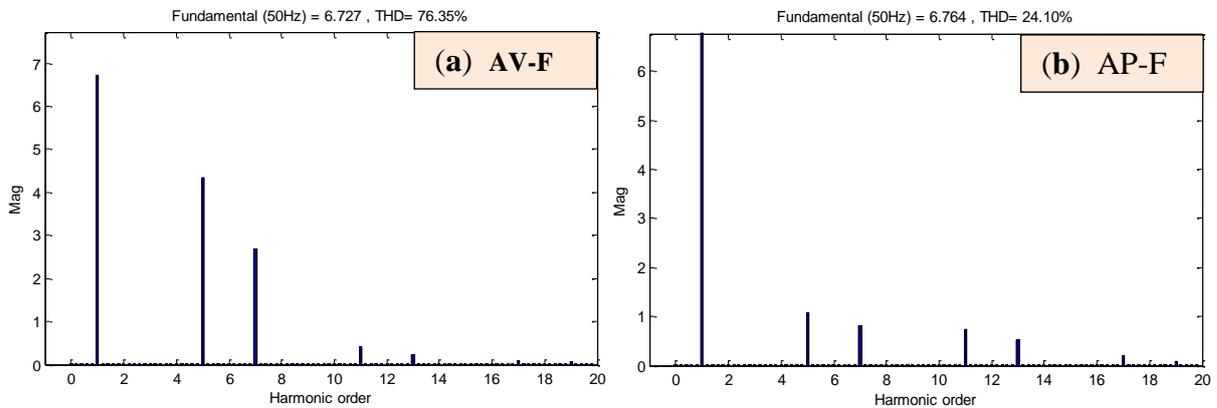


Figure. III.16. (a, b). Spectre harmonique du i_{s1} pour une charge capacitive avec $V_{dc}=300V$

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

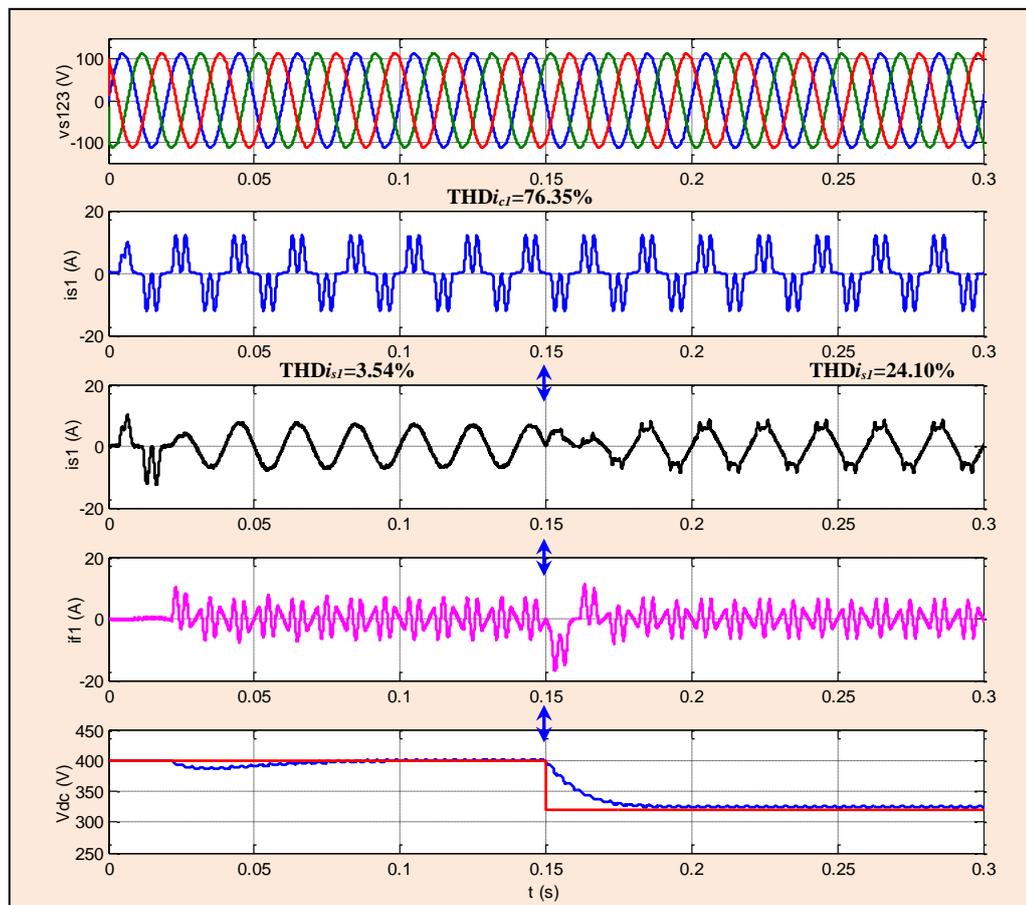


Figure. III.17. Comportement du FAP avec charge capacitive en fonction de V_{dc}

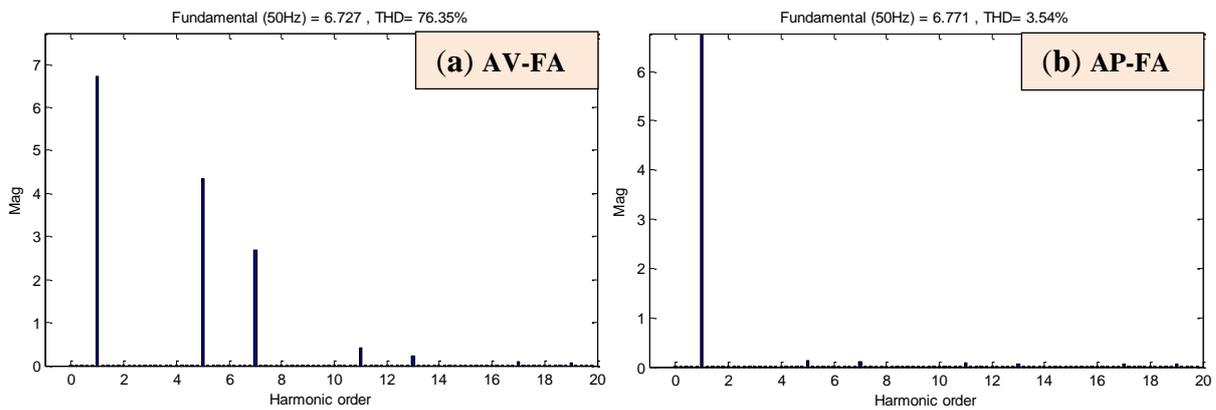


Figure. III.18.(a,b). Spectre harmonique de i_{s1} pour une charge capacitive avec $V_{dc}=400V$

Les résultats de simulation obtenus, a permis de constater qu' en présence du charge capacitive, il faut surmonter la valeur de la tension du bus continu pour récupérer la forme d'onde sinusoïdale du courant de source, mais en affectant la tension au point de raccordement commun. Donc on peut dire que le filtre actif convient mieux aux charges à 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 ($p-q$) classique et modifiée, ces deux techniques sont examinées avec trois régimes des tensions du réseau, qui sont le régime déséquilibrée, régime distordue et le régime déséquilibrée-distordue.

III.5.3.1. Comportement du FAP avec régime déséquilibré des tensions de réseau

D'après la Figure.III.19, on remarque, après l'application de la méthode ($p-q$) classique, que les formes d'ondes des courants de source sont sinusoïdales, et à l'instant $0,1s$ on bascule vers le réseau déséquilibré, on remarque que les courants de source sont déformées et déséquilibrés, ce qui signifie que cette méthode n'est pas capable d'identifier les courants harmoniques en régime déséquilibré des tensions de réseau, ce déséquilibre induit une augmentation du THD du courant de source de 1,27% à 10,73%.

A l'instant $0,2s$, on applique la méthode ($p-q$) modifiée, on remarque que les courants de source sont devenus sinusoïdales et équilibrés, et la THD du courant de source passe de 10,73% à 1,61%, et la fluctuation de la tension du bus continu reste faible par rapport la méthode ($p-q$) classique, ce qui prouve l'aptitude de la méthode ($p-q$) modifiée à extraire correctement les harmoniques de références en régimes des tensions déséquilibrées de réseau. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau.III.4.

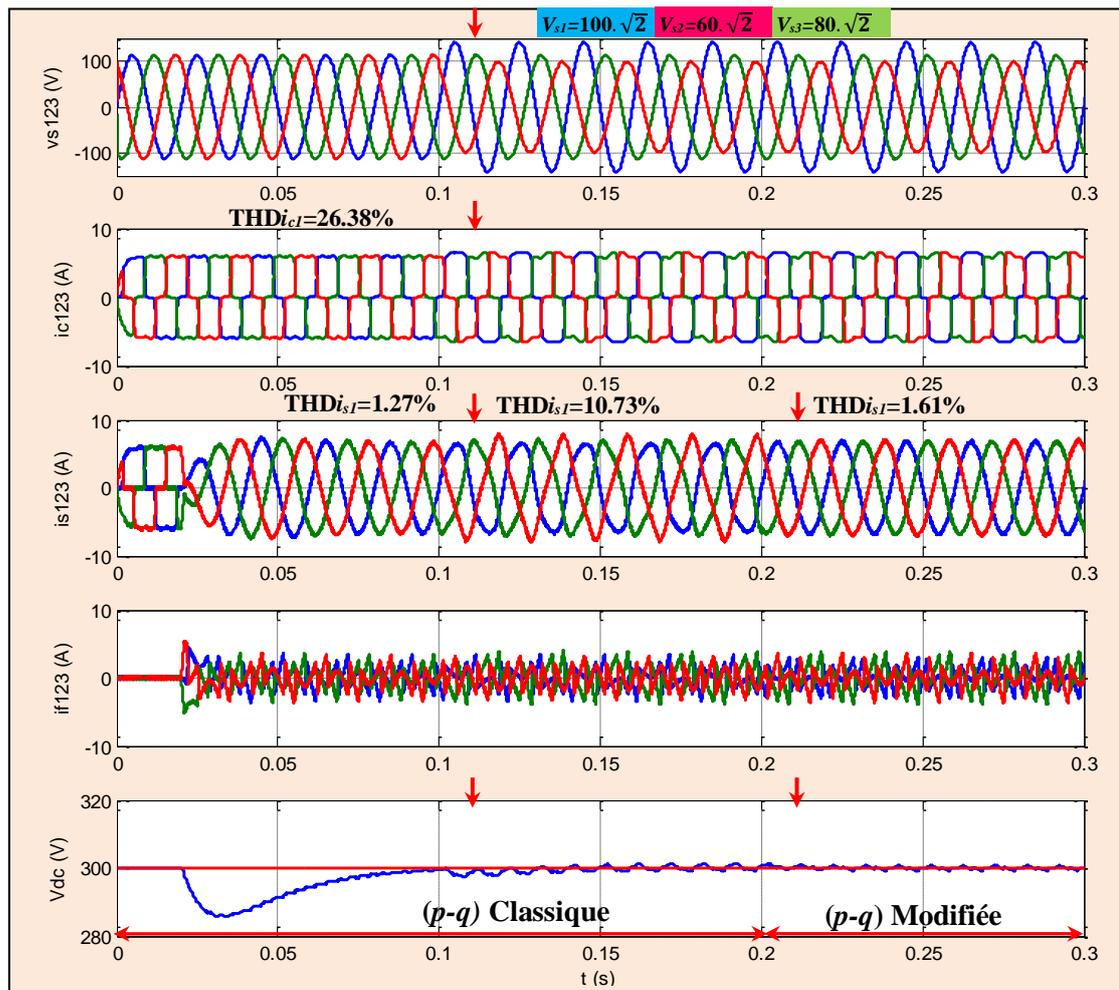


Figure. III.19. Comportement du FAP avec régime déséquilibré de réseau

III.5.3.2. Comportement du FAP avec régime distordu du réseau

La Figure. III.20 montre le comportement du filtre actif parallèle dans le cas où les tensions du réseau électrique triphasé sont déformés ou distordus ($\text{THD}_{V_{s1}}=13.98\%$, $\text{THD}_{V_{s2}}=13.34\%$ et $\text{THD}_{V_{s3}}=13.34\%$), d'après les résultats de simulation obtenus par l'application des deux méthodes d'identifications (la méthode $(p-q)$ et $(p-q)$ modifiée). On remarque que la méthode $(p-q)$ modifiée donne un meilleur résultat en terme du THD et de qualité de la forme d'onde après le filtrage par rapport la méthode $(p-q)$ classique, cela nous a permis de constater que la méthode $(p-q)$ modifiée est convient mieux pour commander le FAP dans régime des tensions électriques déformés.

Les résultats de comparaison entre les deux méthodes d'identifications $(p-q)$ classique et $(p-q)$ modifiée sont illustrés dans le Tableau.III.4.

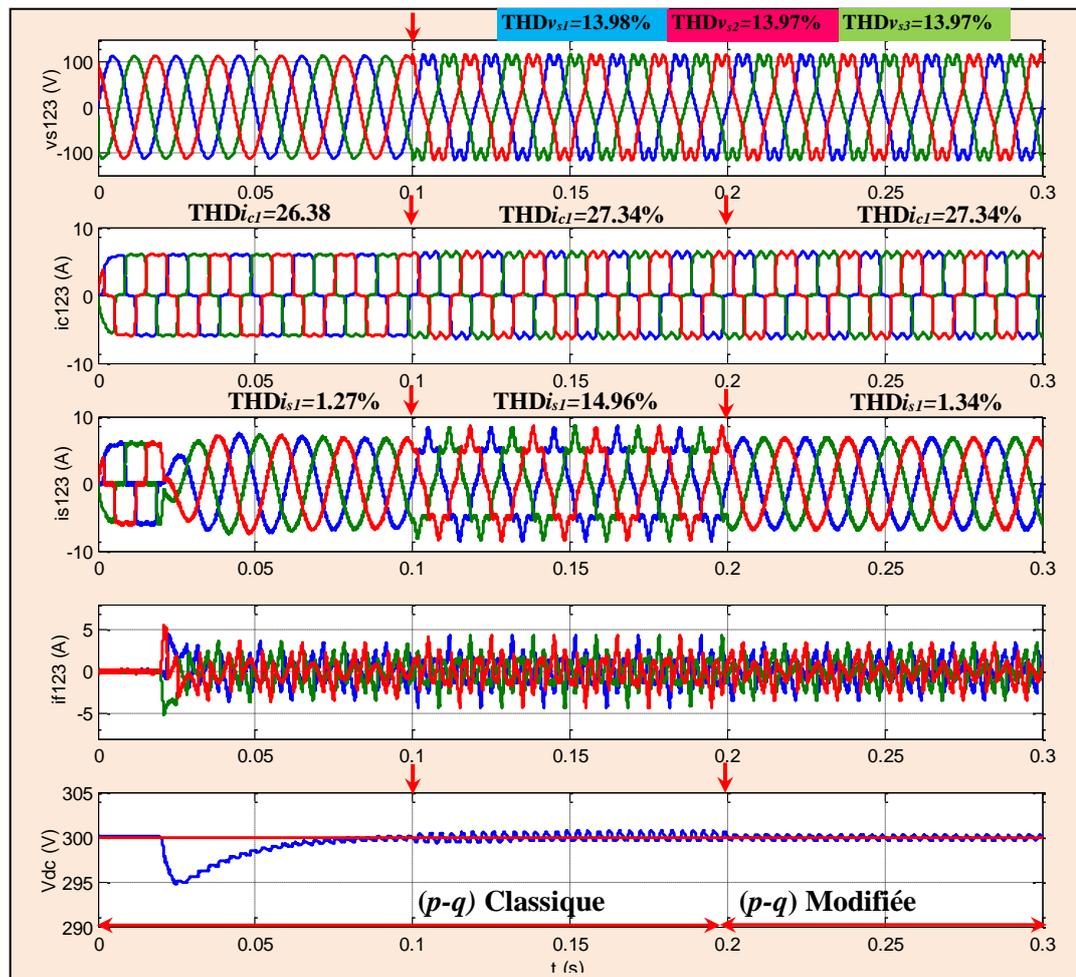


Figure. III.20. Comportement du FAP avec régime distordue du réseau

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 le cas où les tensions du réseau électrique sont déséquilibrées et distordues ($\text{THD}_{v_{s1}}=11.18\%$, $\text{THD}_{v_{s2}}=13.98\%$ et $\text{THD}_{v_{s3}}=15.98\%$).

On observe que la méthode $(p-q)$ modifiée est permet de rendre les courant de réseau sinusoïdales et équilibrés au même temps, aussi la THD du courant de source obtenu par cette méthode est de 1,70% par contre la méthode $(p-q)$ classique donne un THD de 18,94%.

On peut constater que dans un réseau déséquilibré-distordu, la méthode $(p-q)$ modifiée convient mieux pour extraire les courants harmoniques nécessaires pour commander le FAP. Le Tableau.III.4 résume les résultats de comparaison entre les deux méthodes.

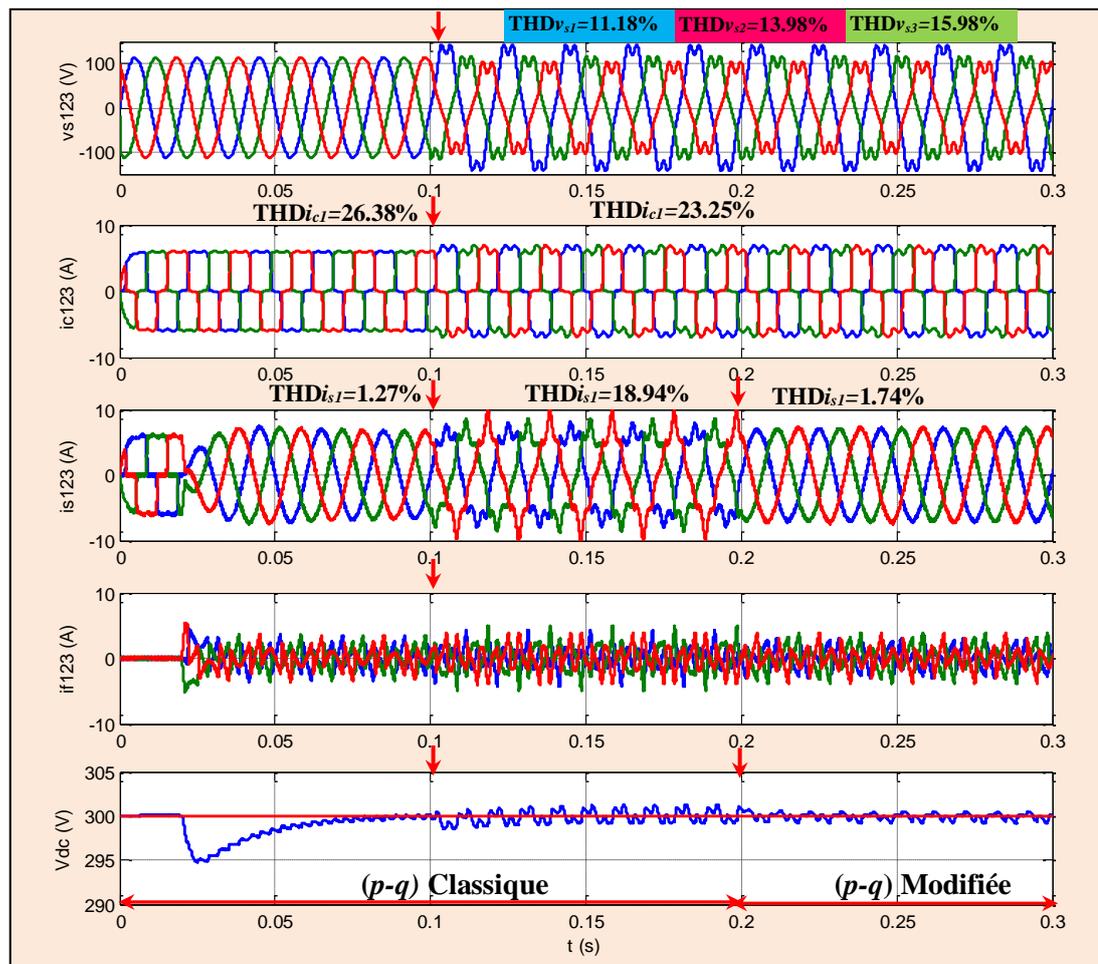


Figure. III.21. Comportement du FAP avec régime déséquilibré-distordu du réseau

Type de charge	Charge inductive ($R_d=30\Omega, L_d=50mH$), $V_{dc}=300V$				
Type de commande	Courants de source	Méthode (p-q)		Méthode (p-q) modifié	
THD & RMS		THDis	RMSis	THDis	RMSis
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 distordu	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 (p-q) modifiée vis à vis la méthode (p-q) classique

D'après les résultats affichés dans le Tableau. III.4 pour une charge inductive avec différents types de réseau et pour une V_{dc} de 300V, on peut conclure que la méthode ($p-q$) modifiée donne des performances meilleures pour les différents régimes des tensions de réseau électrique. Aussi on peut constater que le filtre actif parallèle est convient mieux pour les charges inductives.

III. 6. Application de la méthode ($p-q$) modifiée dans un FAP monophasé.

Les paramètres de simulation du filtre actif parallèle monophasé (Voir Annexe.III.2), à base de la méthode de puissance instantanées modifiée, sont les mêmes que le système triphasé, sauf la charge non linéaire dans laquelle nous avons la pris dans notre simulation, est un pont redresseur à diode PD2 débité sur une charge inductive $L_d=200mH$, $R_d=50\Omega$.

La Figure. III.22 montre les formes d'ondes du courant de la charge i_c , du courant de source i_s , du courant de filtre i_f et de la tension continue V_{dc} , on remarque que la forme d'onde du courant de source est devenue purement sinusoïdale après le filtrage. Ce résultat est confirmé par le spectre harmonique du courant de source avant et après le filtrage montré dans la Figure. III.23, le niveau des harmoniques devient très négligeable, et la $THDi_s$ passe de 25.25% à 1.25%, valeur respectant la norme imposée par la norme *IEEE-519*. Ce qui confirme l'efficacité de la méthode d'identification ($p-q$) modifiée en monophasé.

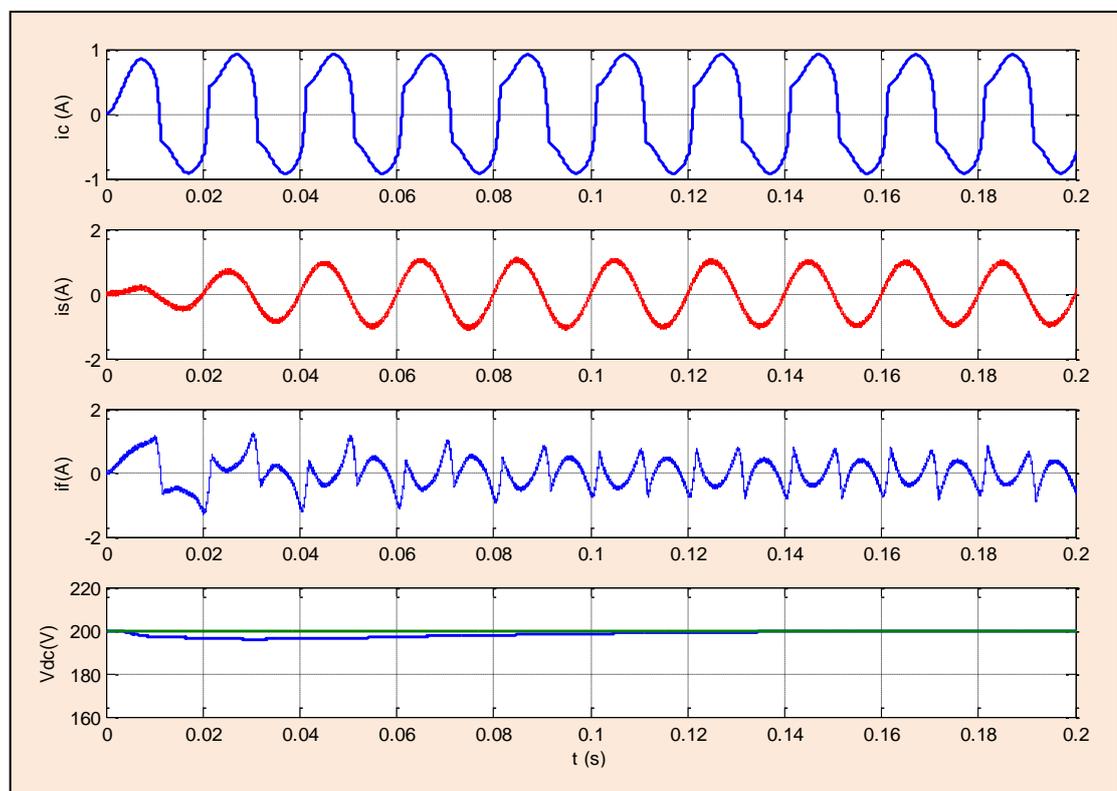


Figure. III.22. Compensation globale des harmoniques par le filtre actif monophasé

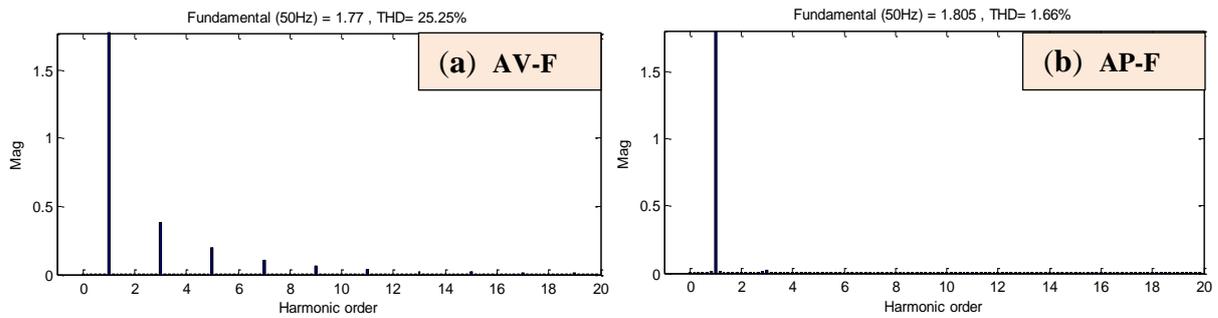


Figure. III.23. (a, b). Spectres harmonique du courant de source

III.7. Comportement du filtre actif avec une source d'alimentation photovoltaïque.

III.7.1. 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. III.24, dans ce cas l'alimentation du bus continu C_{dc} est 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 filtre actif parallèle. Ce hacheur survolteur, qui force également la circulation du courant dans le bus continu, remplit en fait également la fonction du contrôleur de point maximal de puissance, dont la sortie est le rapport cyclique du signal MLI appliqué à l'interrupteur commandable (IGBT) du hacheur survolteur [114-115].

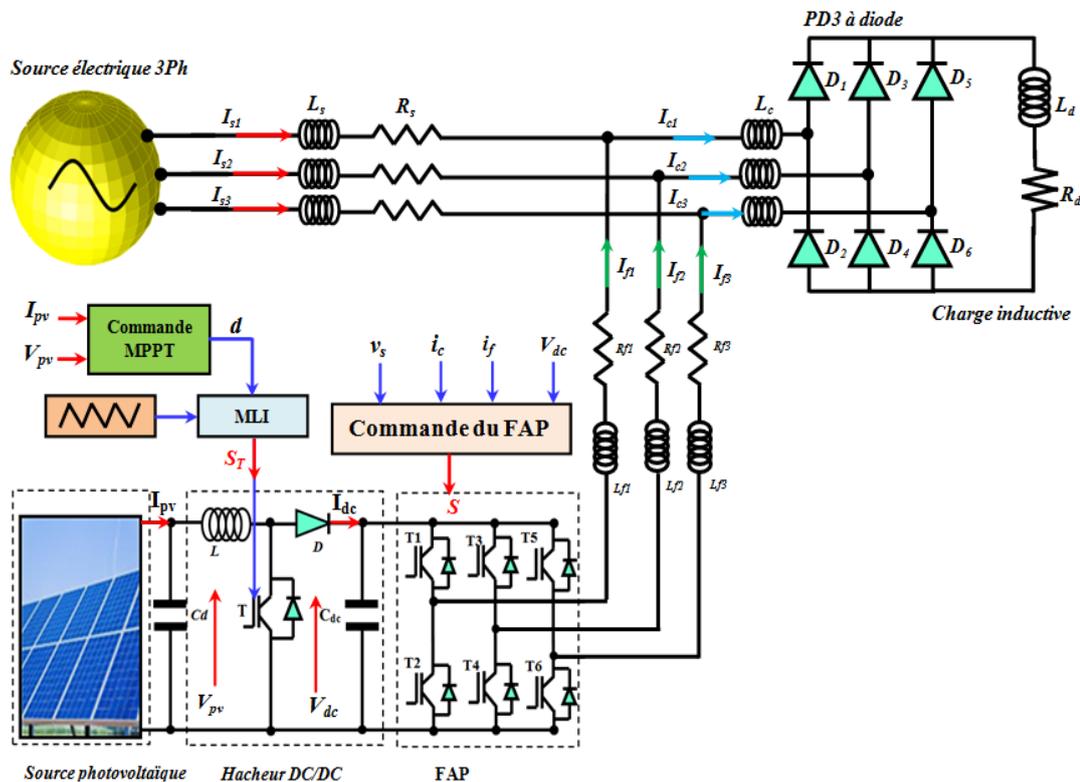


Figure. III.24. Structure du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque.

III.7.2.Modèle électrique de la cellule photovoltaïque et son MPPT.

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 (la cellule convertit le flux lumineux en énergie électrique). La résistance montée en 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 pour modéliser la jonction PN [115], le schéma équivalent de la cellule solaire à une diode est montrée dans la Figure.III.25.

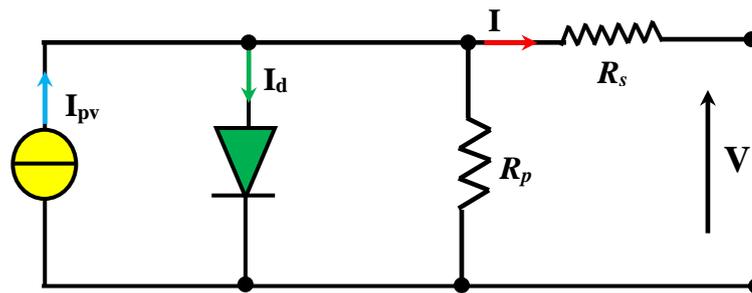


Figure.III.25. Schéma équivalent de la cellule solaire à une diode

Le courant délivré par la cellule, dans le cas d'un modèle à une diode est donné par [113]:

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{A k T}\right) - 1 \right] - \frac{(V + R_s I)}{R_p} \quad (\text{III.21})$$

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. (III.22), 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. Pour avoir la meilleure adaptation entre le générateur PV et le système (charge non linéaire- réseau électrique), la recherche du point maximal de puissance (MPPT) est développée, ce qui permet au générateur de travailler à son maximum de

puissance (MPP). Pour ce faire, un convertisseur électronique de puissance (DC-DC) élévateur est incorporé entre le générateur PV et la charge comme l'indique la Figure.III.26.

Le principe de fonctionnement de convertisseur DC/DC est basé sur la fermeture cyclique de l'interrupteur (semi conducteur IGBT), il est fermé pendant la durée T_{on} ($t \in [0, \alpha T]$) , et il est ouvert pendant la durée T_{off} ($t \in [\alpha T, T]$). Le convertisseur est commandé par un algorithme MPPT dont le rôle est de faire varier le rapport cyclique α de telle sorte que la puissance fournie par le générateur PV soit maximale [115-116],[39].

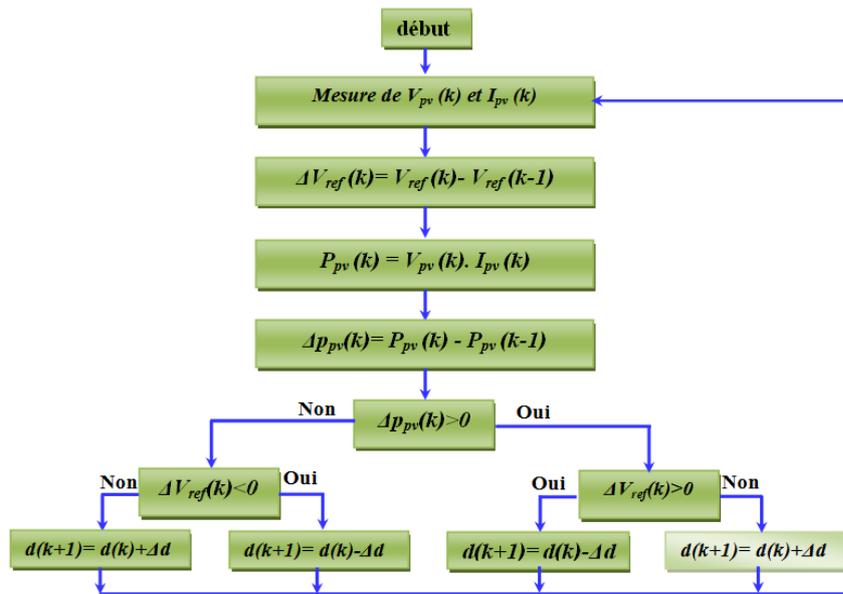


Figure. III.26. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation

III.7.3.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 maximale nominale de 200W. Les caractéristiques physiques et électriques de ce panneau photovoltaïque sont données par le tableau suivant [113]:

Caractéristiques physiques	BP MSX-150
Nombre de cellules en série (Ns)	72
Nombre de cellules en parallèle (Np)	1
Caractéristiques électriques (STC)	(Ga=1000W/m². 25°C AM 1.5)
Puissance maximale (Pmax)	200W
Tension au point maximale (Vmpp)	34.28V
Courant au point maximal (Impp)	7.375A
Tension de court circuit ouvert (Voc)	26.5V
Courant de court circuit (Isc)	8.21A

Tableau. III.5.Caractéristiques physiques et électriques du générateur PV utilisé

Le schéma complet du système mis en œuvre, filtre actif parallèle associé avec système photovoltaïque (FAP- PV), est montré dans la Figure.III.24. le système FAP-PV sera validé

par simulation (Matlab/Sumilink), pour cela, nous avons agit sur la valeur du clairement pour envisager le comportement du FAP avec une source PV. La commande de ce système se fait par les mêmes commandes du système précédent du FAP. Les paramètres du système photovoltaïque utilisés sont résumés dans le tableau ci-dessous:

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

Tableau. III.6. Paramètres du système photovoltaïque-FAP utilisés dans la simulation

La Figure.III.27 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 de la tension du bus continu V_{dc} du FAP.

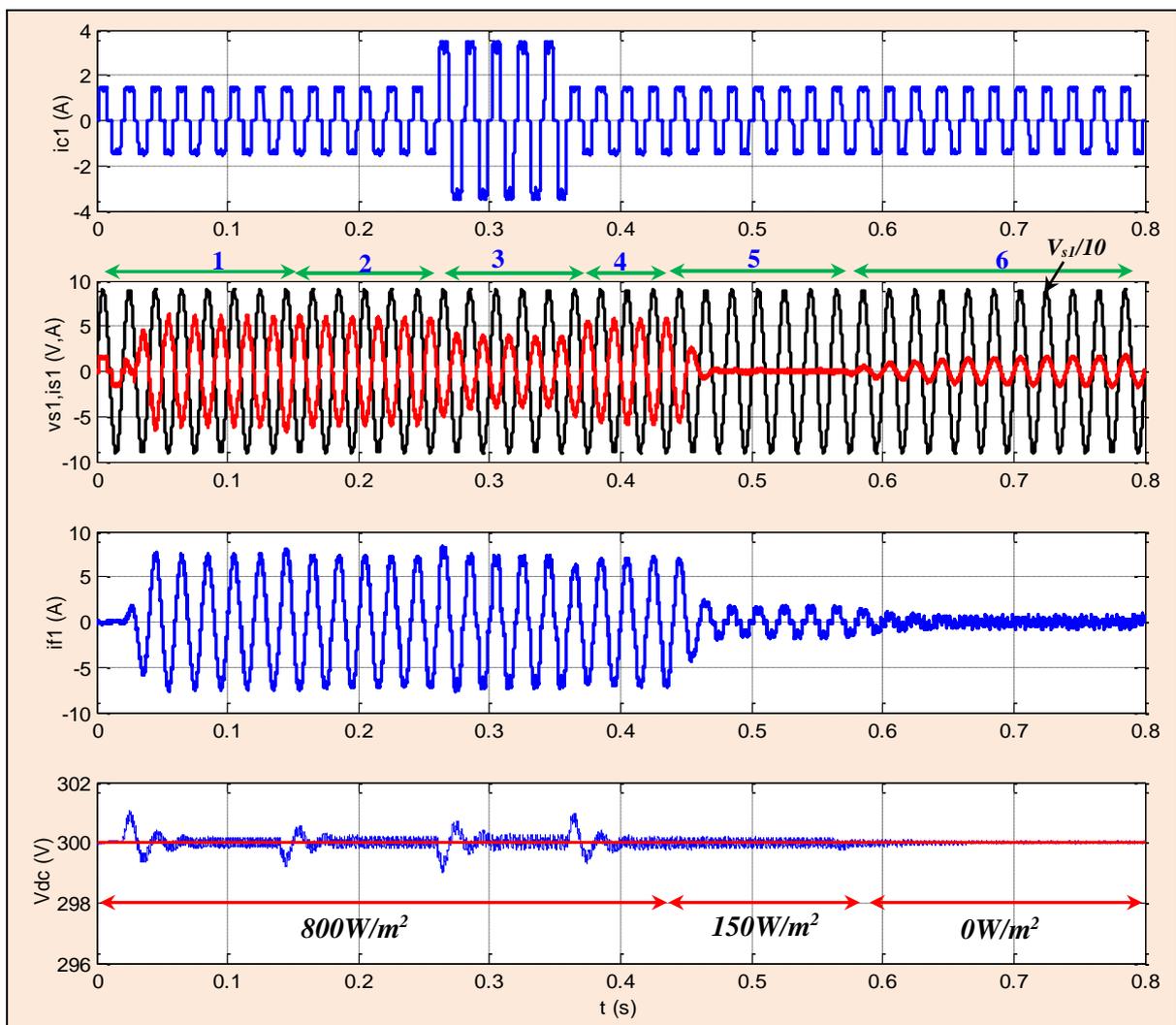


Figure.III.27. Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairement.

D'après les formes d'ondes obtenus par la simulation, on peut constater quatre modes de fonctionnement, ces mode sont partagés par des intervalles de temps en fonction de la valeur du claiement imposé, ces modes seront montrés dans les figures suivantes et seront discutés de manière compréhensive afin de maitriser le comportement du FAP associé avec générateur photovoltaïque.

La Figure.III.28 montre la puissance active du réseau électrique en fonction de la valeur du claiement et la charge non linéaire imposée, la puissance est négative pour un claiement de $800W/m^2$, elle nul pour un claiement de $150W/m^2$ et positive pour un claiement nul. Le changement de signe de la puissance signifie un mode de fonctionnement spécifique du système FAP-PV.

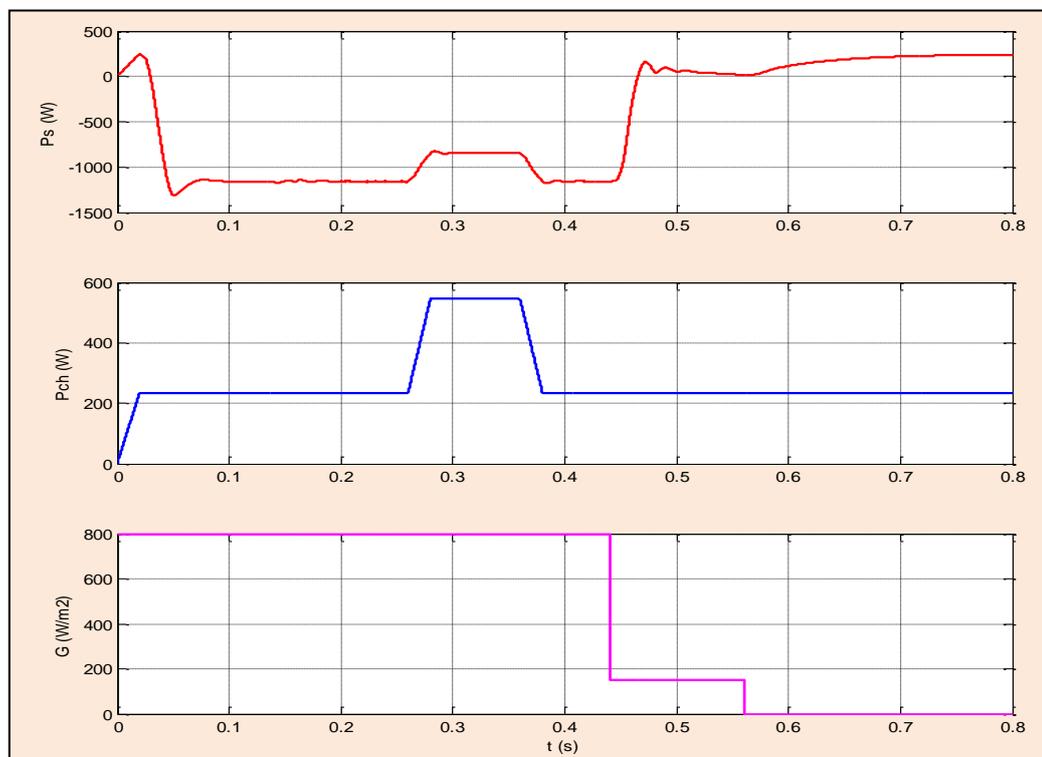


Figure. III.28. Puissance active de la charge et réseau en fonction du claiement

La Figure. III.29 montre le fonctionnement du système FAP-PV dans l'intervalle $[0s-0.28s]$, où le claiement est fixé à $800W/m^2$, avant d'appliquer les courants de charge, on remarque que le courant injecté par le filtre est purement sinusoïdale avec THD un faible de 2,2% , néanmoins le courant de source est déformé, avec un THD de 8.54%, il est 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 courant fondamental générée par le système PV.

Après l'application des courant de charge à l'instant $0.15s$, on remarque que la forme d'onde du courant de source est sinusoïdale et présente THD de 2.62%, et le courant injecté

par le filtre est déformé, son THD est 6.64%, ce qui signifie que le filtre actif injecte au point de raccordement le courant fondamental et les courants harmoniques.

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

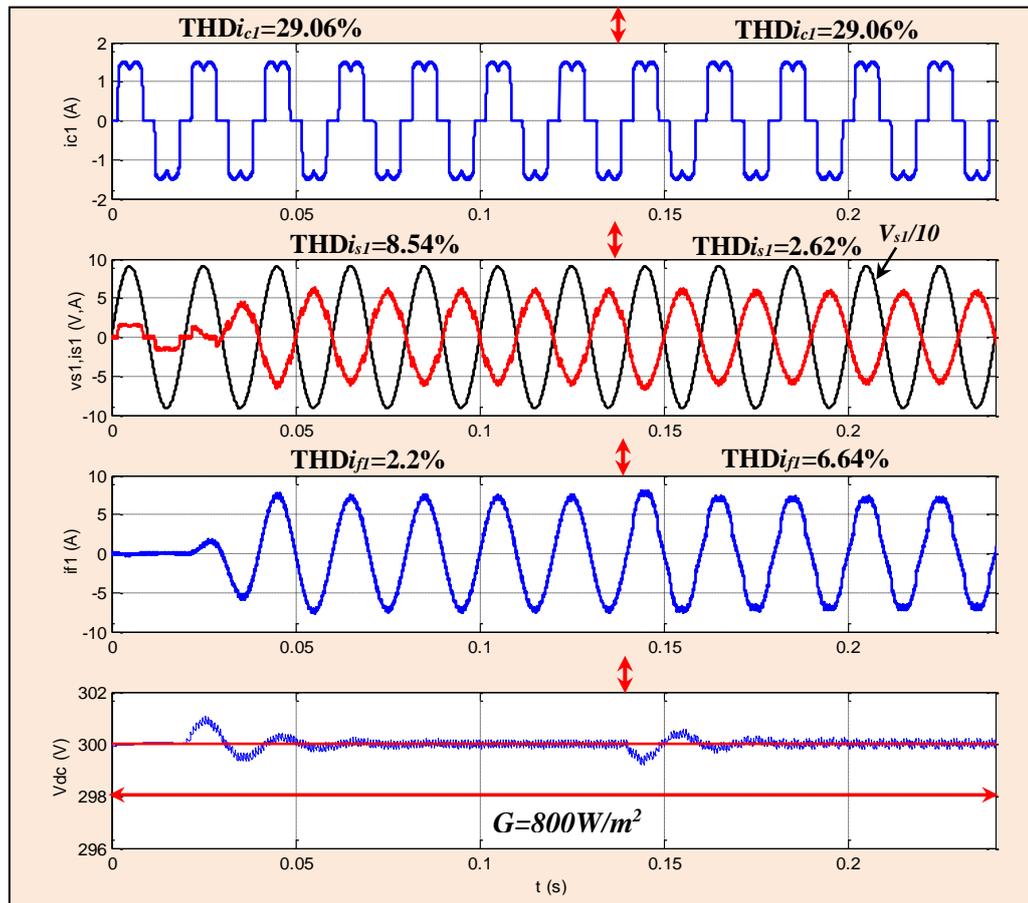


Figure. III.29. Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,28s]

La Figure.III.30 montre le fonctionnement du système sous un clairément de $800W/m^2$, à l'instant $0.26s$, on remarque que le courant de source diminue avec l'augmentation de du courant de charge, la forme d'onde du courant de source reste sinusoïdale avec un THD de 4,85%, par contre la déformation du courant de filtre a été augmenté, cette déformation est causée par l'addition des courants 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 assure l'alimentation de la charge non linéaire et le reste de puissance est l'injecte au réseau. La tension du bus continu présente une fluctuation faible causée par cette variation et rapidement atteint le régime permanent.

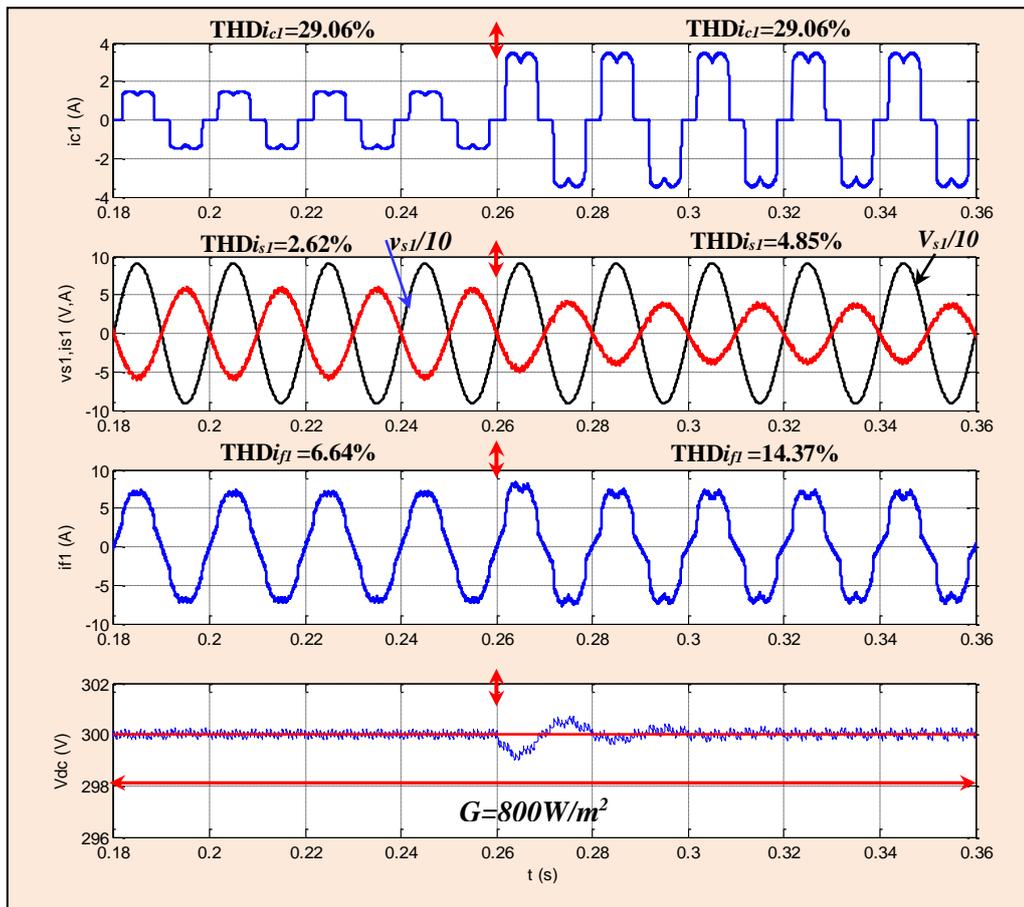


Figure. III.30.Mode de fonctionnement dans l'intervalle $[0,18s-0,36s]$

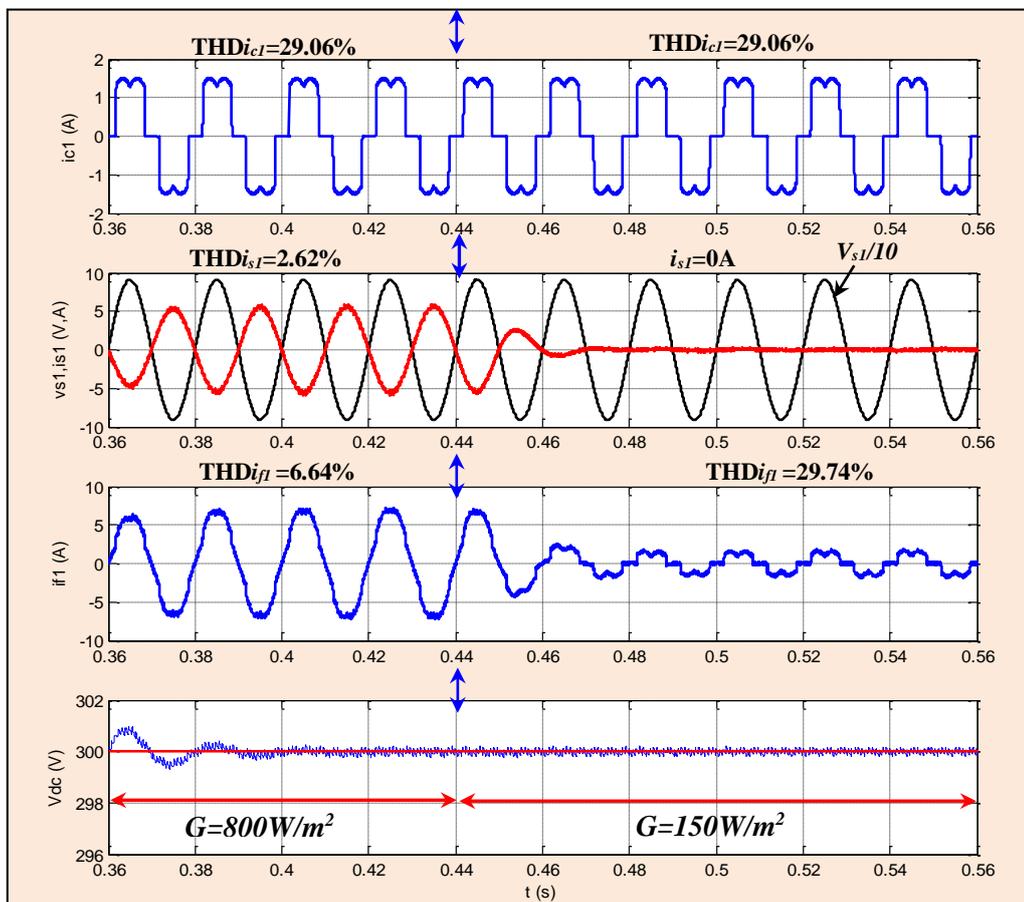


Figure. III.31.Mode de fonctionnement dans l'intervalle $[0,36s-0,58s]$

Dans la Figure. III.31, et à l'instant $0,44s$, on a diminué le clairément 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 de 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 nul signifie que le réseau ne reçoit et ne fournit aucune puissance.

La Figure. III.32 montre qu'à l'instant $0,58s$ le clairément 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.

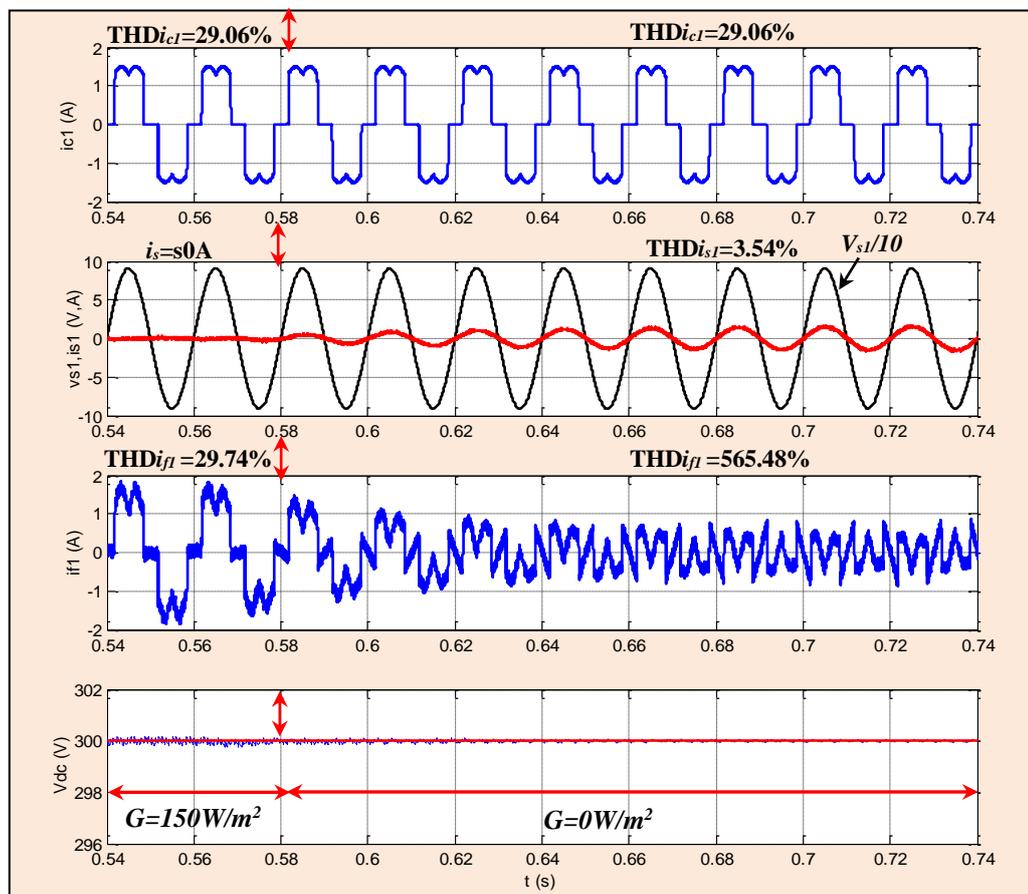


Figure. III.32. Mode de fonctionnement [0,54s-0,74s]

III.8. Validation expérimentale filtre actif parallèle triphasé basé sur la méthode de puissances instantanées modifiée

Dans cette partie, nous allons présenter une validation expérimentale des résultats de simulation d'un filtre actif parallèle, et contrôlé par la méthode de la puissance instantanée ($p-q$) modifiée par le filtre multivariable.

III.8.1. Présentation du banc d'essai expérimentale du filtre actif parallèle triphasé

Le banc d'essai du filtre actif parallèle triphasé a été réalisé au sein de laboratoire des énergies renouvelable de l'université de Sétif-1, il est utilisé pour mener les mesures, son prototype général est montré dans la Figure.III.33.

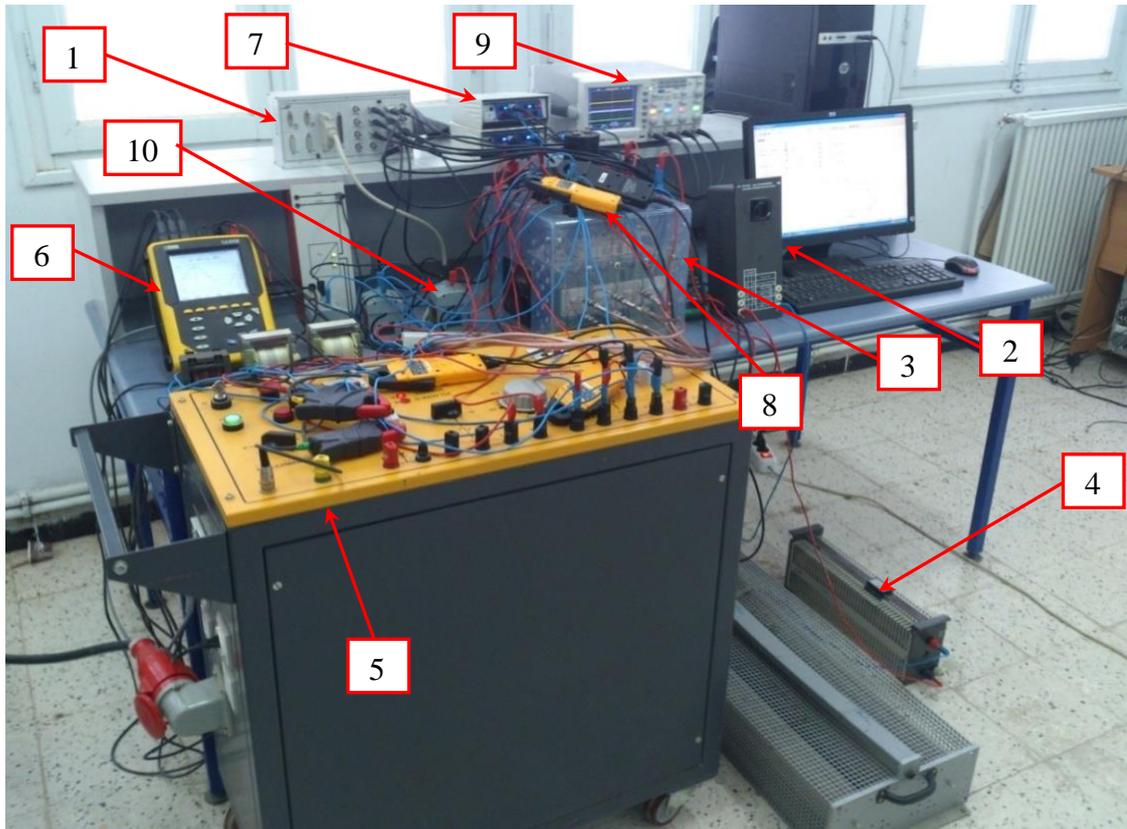


Figure. III.33. Prototype du système filtre actif parallèle : 1) carte Interface E/S CP1104 ; 2) control desk panel sur ordinateur PC; 3) onduleur de tension semikron; 4) charge résistive; 5) réseau électrique triphasé; 6) analyseur triphasé du réseau; 7) capteur de tension; 8) capteur de courant; 9) oscilloscope numérique ; 10) inductance de couplage au réseau.

Avant de présenter les résultats expérimentaux, on commence par rappeler les étapes nécessaires pour la réalisation d'un banc d'essai expérimental à base d'une carte dSPACE 1104. La description détaillée est montrée dans [117]. Les outils et réglages utilisés pour établir le banc d'essai sont les suivants:

- Scope digitale, capteur de tension, unité de dSPACE 1104, panneau de connexion des signaux E/S Analyseur de puissance, onduleur triphasé Semikron, capteur de courant, source de tension triphasée.
- La carte dSPACE et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement dSPACE est intégré à l'environnement Simulink afin de bénéficier d'un enchaînement complet de la simulation à la validation expérimentale.

- Un modèle Simulink du système étudié sera réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne contient les éléments de puissance (charge, résistance, inductance, IGBTs,...etc.), il prend en considération seulement la partie commande à tester expérimentalement (identification des courants harmoniques et régulation de la tension aux bornes du condensateur). Ensuite, des blocs entrées/sorties d'interface (CAN, CNA) de la bibliothèque dSPACE seront ajoutés au modèle Simulink précédent afin de relier le système physique avec la carte dSPACE 1104.
- Le modèle précédent doit alors être implanté sur la carte DS1104, pour y faire, l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface) est utilisé. Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C++, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résident sur la carte dSPACE (DS1104), et enfin le fichier exécutable sera téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.
- Une fois le modèle est téléchargé dans la carte dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via Control Desk Layout) pour contrôler le système étudié. Cela permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en temps réel les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés, nous avons pris une source d'alimentation équilibrée avec une valeur efficace de $V_{seff}=50V$.

III.8.2. Discussion des résultats expérimentaux

La Figure. III.34 montre les formes d'ondes expérimentales de la première phase, en régime permanent, du courant de charge, du courant de source, du courant injecté par le filtre actif et de la tension du bus continu.

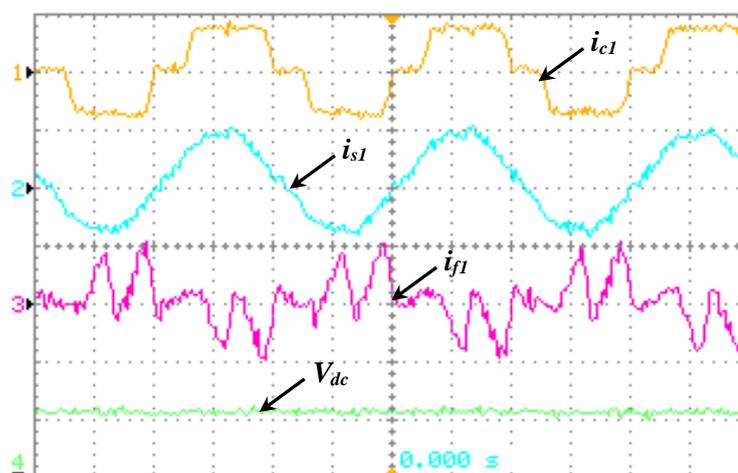


Figure. III.34. Fonctionnement du FAP en régime permanent

On remarque que la forme d'onde du courant de source après le filtrage actif global des harmoniques est devenue sinusoïdale, et la tension du bus continu V_{dc} constante.

Le spectre harmonique du courant de source avant et après le filtrage montré sur la Figure. III.35 . (a, b) montre une réduction de la THD, il passe de 26.4% avant le filtrage à 4.6% après le filtrage, cette valeur conforme avec la norme *IEEE-519*.

Les résultats expérimentaux obtenus confirment bien les résultats de simulation dans le cas où la méthode modifiée est utilisée pour identifier les harmoniques de référence.

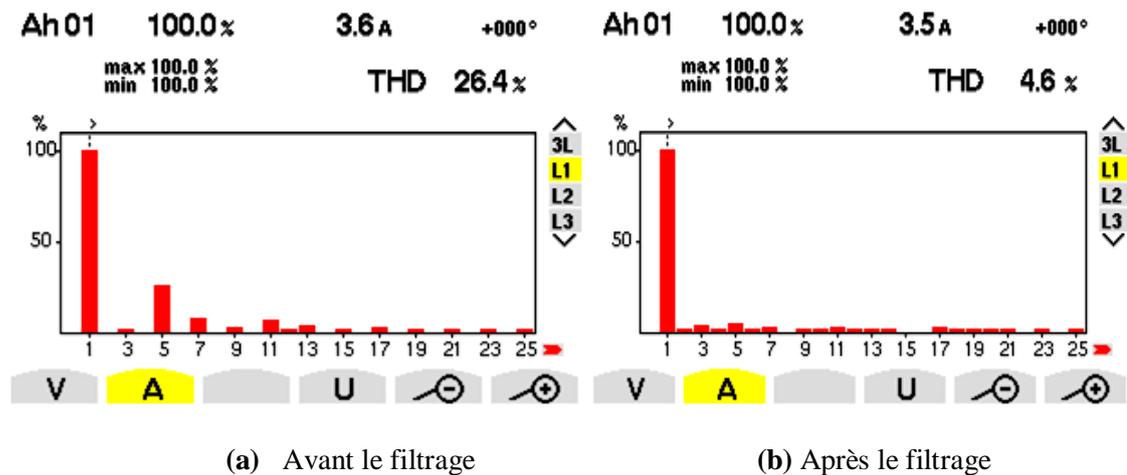


Figure.III.35. (a, b) Spectre harmonique du courant de source avant et après le filtrage

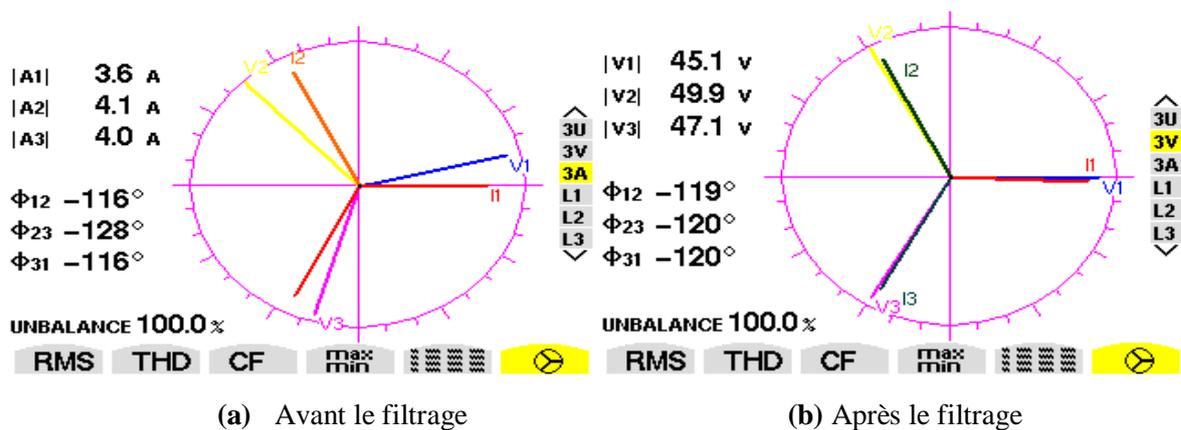
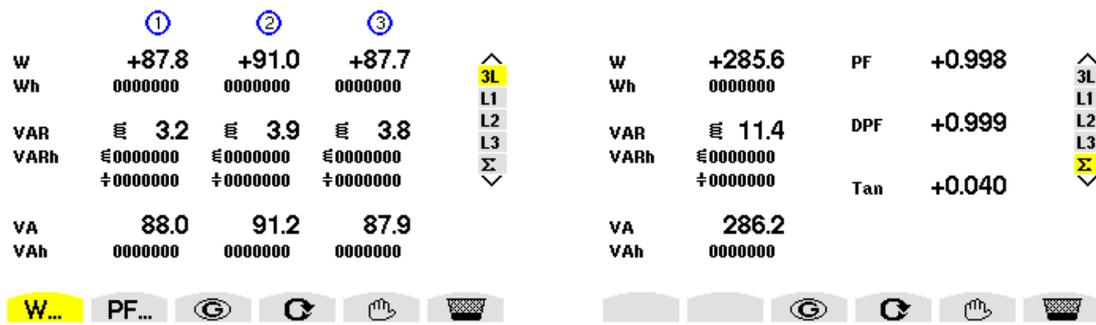


Figure. III.36. (a, b) Diagramme de Fresnel des courants et tensions de source



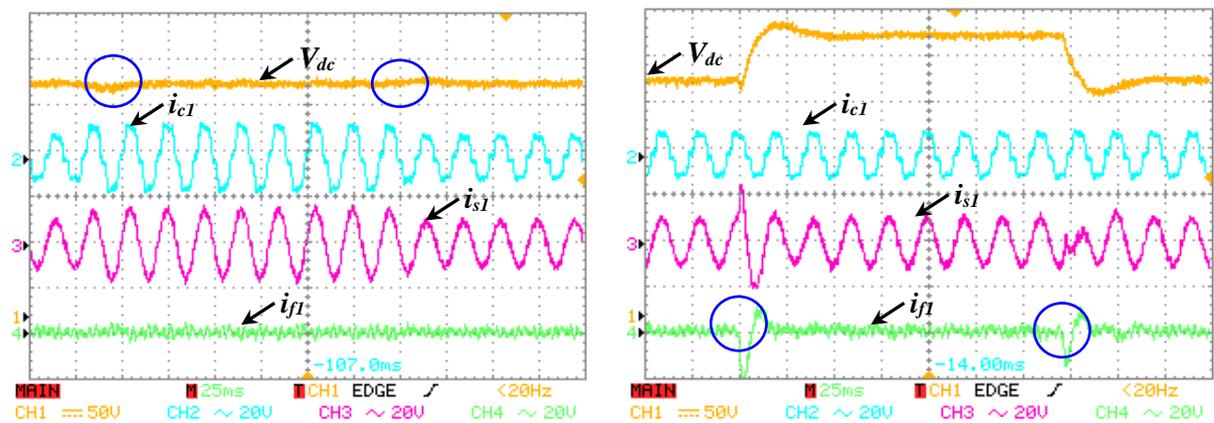
(a) Avant le filtrage

(b) Après le filtrage

Figure. III.37.(a, b) Facteur de puissance et puissance active, réactive et déformante

La Figure. III.36 montre le diagramme de Fresnel des courants et tension de la source avant et après le filtrage. Ce diagramme montre que le déphasage entre les tensions et les courants sont nuls, ce qui signifie que le filtre actif a bien compensé la puissance réactive générée par la charge non linéaire. Le facteur de puissance devient unitaire comme la montre la Figure. III.37.(b)

La Figure. III.38.(b) illustre le fonctionnement dynamique du filtre actif quand on varie la tension de référence du bus continu. On remarque que la tension V_{dc} suite sa valeur de référence, d'autre part, le courant injecté par le filtre actif et le courant de source s'adaptent rapidement avec ce saut de tension et présentent donc un régime transitoire court, ce qui confirme l'aptitude du régulateur flou à garder la tension continue constante et le bon fonctionnement de la méthode d'identification ($p-q$) modifiée.



(a) Variation de la charge

(b) Variation de V_{dc}

Figure. III.38.(a,b) Fonctionnement du FAP en régime dynamique

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure générale du filtre actif parallèle, le dimensionnement du filtre actif parallèle en termes de puissance a été discuté. Le choix des paramètres des éléments constituant le FAP telle que l'inductance de couplage, condensateur du bus continu et la tension du bus continu ont été présentés. Dans ce chapitre, nous avons choisi la méthode de la puissance instantanée modifiée 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 type-1. De plus, la commande hystérisée a été choisie, en raison de sa simplicité de mise en place, pour générer les signaux de commutations des semi conducteurs constituant l'onduleur de tension du filtre actif

La méthode de puissance instantanée ($p-q$) modifiée en système triphasé a été examinée avec différents régimes de tension de réseau, et avec une source d'alimentation photovoltaïque, les résultats de simulation obtenus dans l'environnement Matlab/ Simulink, nous ont permis de conclure les points suivantes :

1. Dans le cas où les tensions de réseau sont équilibrées et sinusoïdales, la méthode ($p-q$) présente un effet compensateur meilleur avec un faible THD du courant de source, même dans les conditions dynamiques. Mais cet effet compensateur est dégradé dans le cas où les tensions de réseau sont pas sinusoïdales (déséquilibres ou distordues).
2. La méthode de puissance instantanée ($p-q$) modifiée présente un effet compensateur excellent avec différents régimes de tension du réseau.
3. La qualité de filtrage du FAP est dégradée lorsque la tension du bus continue diminue, vu que la puissance de filtre actif est insuffisante pour compenser la totalité des courants harmoniques. Cet effet est plus important dans un réseau électrique de moyenne 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 significativement. Ce qui signifie que le FAP est convient mieux pour des charges inductives.
5. La méthode ($p-q$) modifiée en monophasé donne une qualité de filtrage meilleur.
6. L'alimentation du FAP triphasé avec une source photovoltaïque et avec un 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 expérimentaux, obtenus par la méthode ($p-q$) modifiée dans un système de filtrage actif triphasé équilibré, montrent bien l'efficacité de filtrage actif par cette méthode modifiée. Le prochain chapitre sera consacré au filtrage actif parallèle sélectif des harmoniques spécifiques, afin de réaliser un filtrage actif des harmoniques spécifiques sous une tension continue faible.

Chapitre IV

*Stratégies de compensation active sélective
des courants harmoniques à base d'un FMV
dans un système triphasé et monophasé*

IV.1. Introduction

Comme nous avons vu dans le troisième chapitre, la principale contrainte d'un filtre actif parallèle des harmoniques est la puissance que doit délivrer le filtre au réseau, celle-ci est proportionnelle à celle de la charge, plus la charge est importante, plus le filtre actif est puissant [118-119]. Une solution apparue dans la littérature préconise l'utilisation du contrôle sélectif des courants harmoniques, où la bande passante du filtre actif est réglée de telle sorte que les courants harmoniques sont contrôlés individuellement ou simultanément. Cela permet au filtre actif d'atténuer les courants harmoniques dominants, généralement ces courants harmoniques sont de basses fréquences et d'ordre 5th et 7th. L'objectif visé dans ce cas est d'avoir un courant du réseau ne contient pas des harmoniques désirés à filtrer. Cet objectif est faisable en utilisant un filtrage actif par action sélective d'un ou plusieurs rangs harmoniques.

Ce type de filtrage permet de réduire sensiblement la puissance du filtre actif [120], et de contrôler et supprimer les harmoniques gênants [123], [80]. Il semble adapté à l'objectif de la dépollution qui consiste à supprimer uniquement certains rangs harmoniques, où à répondre à un gabarit prédéfini [4], [74]. Puisque la clé du filtrage actif par action sélective repose sur la technique d'identification des courants harmoniques de références, en profitant de la haute sélectivité du FMV pour réaliser un filtrage actif des harmoniques géants (ou dominants), l'utilisation du FMV, va permettre de modifier les techniques d'identifications des harmoniques tels que la technique des puissances instantanée ($p-q$) et la technique de référentiel synchrone ($d-q$) afin d'identifier ou extraire les harmoniques qu'il faut filtrer.

Dans ce chapitre, deux techniques de filtrage actif parallèle sélectif triphasé des harmoniques seront présentées. La première est la théorie des puissances instantanées ($p-q$) modifiées, et la deuxième est la méthode du référentiel synchrone de Park ($d-q$) modifié, on va présenter les versions classiques de deux méthodes d'identification sélective pour montrer les avantages des deux techniques modifiées vis-à-vis des méthodes classiques. La principale tâche de chaque méthode repose sur la méthode d'identification sélective des courants harmoniques désirés à filtrer, de façon individuelle ou simultanée.

Ce filtrage actif sélectif est généralisé sur un système monophasé, on va présenter les deux techniques d'identification sélective modifiées dans système monophasé. Par voie de simulations, sous l'environnement Matlab/ Simulink, on peut réaliser un filtrage actif sélectif des courants harmoniques génèrent par un redresseur PD3 à diode, les performances de chaque technique sont quantifiées par le THD du courant de réseau avant et après le filtrage. Nous avons aussi fait une implémentation pratique des deux techniques de filtrage actif

sélectif modifiées pour un système triphasé. Les résultats de simulations et pratiques confirment bien l'efficacité de ce type de filtrage actif.

IV.2. Extraction des courants harmoniques de références par la méthode (*d-q*) dans un système triphasé équilibré.

Le système triphasé [i_c] des courants de charge peut se décomposer en deux sous-systèmes direct et inverse [4], [75]. Les harmoniques inverses du courant de charge sont donnés par la relation $h=6n-1$ ($h=5, 11, 17...$ etc.). Donc les harmoniques inverses se propagent dans le sens inverse, par rapport la fondamentale du courant de charge par une vitesse $\omega_h=-h. \omega$. Les harmoniques directs du courant de charge sont donnés par la relation $h=6n+1$ ($h=7, 13, 19,...$ etc.). Donc les harmoniques directs se propagent dans le sens direct, par rapport la fondamentale du courant de charge par une vitesse $\omega_h=+h. \omega$. [121].

IV.2.1.Extraction sélective des harmoniques par la méthode (*d-q*)

Le principe de filtrage actif sélectif par la méthode de référentiel synchrone (*d-q*) classique consiste à transposer les courants de charge dans un l'axe rotationnel (*d-q*) tournant avec la vitesse angulaire de l'harmonique souhaitée à filtrer. Dans cet axe, l'harmonique sélectionné à filtrer devient une composante constante et les autres harmoniques se transforment en nouveaux ordres de $\pm 6K$, l'objectif de la méthode est de séparer la composante constante des autres composantes alternatives par un simple filtre passe bas (FPB) [75],[122].

IV.2.1.1. Identification de l'harmonique d'ordre 5th

L'identification de l'harmonique d'ordre 5th consiste à transposer les courants de la charge, après avoir les transformer dans l'axe de Concordia ($\alpha-\beta$), vers l'axe rotationnel de Park (*d-q*), dont la vitesse de rotation angulaire ($\theta_5=-5\omega.t$) est ajustée avec la vitesse de rotation du courant harmonique d'ordre 5th, comme le montre les équations ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

$$\begin{bmatrix} i_{d5} \\ i_{q5} \end{bmatrix} = P(-5\omega.t) \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{d5} \\ i_{q5} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(6\omega t - \phi_1) \\ \sin(6\omega t - \phi_1) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \begin{bmatrix} \cos(-\phi_5) \\ \sin(-\phi_5) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_7 \begin{bmatrix} \cos(12\omega t - \phi_7) \\ \sin(12\omega t - \phi_7) \end{bmatrix} + \dots \\
 &+ \sum_{\substack{h=\pm 6n \\ n=3}}^n \sqrt{\frac{3}{2}} I_h \begin{bmatrix} \cos((h\omega + 5\omega)t - \phi_h) \\ \sin((h\omega + 5\omega)t - \phi_h) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{IV.3}$$

La transformation du courant de charge dans l'axe $(d-q)$ harmonique est bien illustrée sur la Figure. IV.1, le courant harmonique 5^{th} se transforme en composante constante dans l'axe $(d-q)$. Les composantes du courant changent leurs pulsations, ils auront $\omega_h = \pm h\omega$.

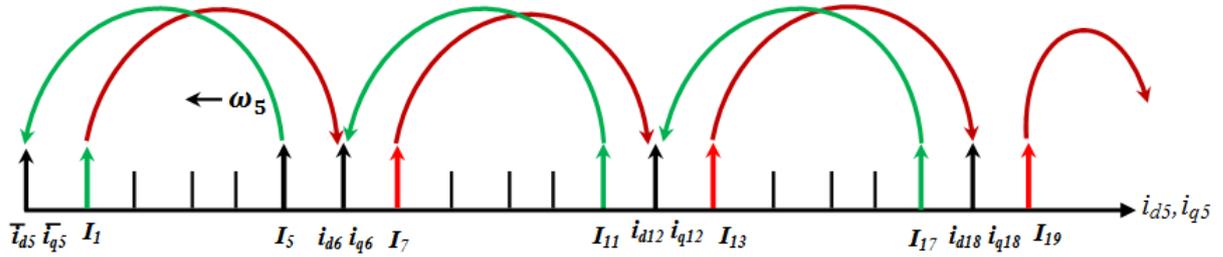


Figure. IV.1. Transformation du courant de la charge dans l'axe $(d-q)$ avec $\theta_5 = -5\omega.t$

L'analyse spectrale du courant de charge sur l'axe $(d-q)$ tournant par la vitesse angulaire de l'harmonique d'ordre 5^{th} est illustrée dans la Figure. IV.2.

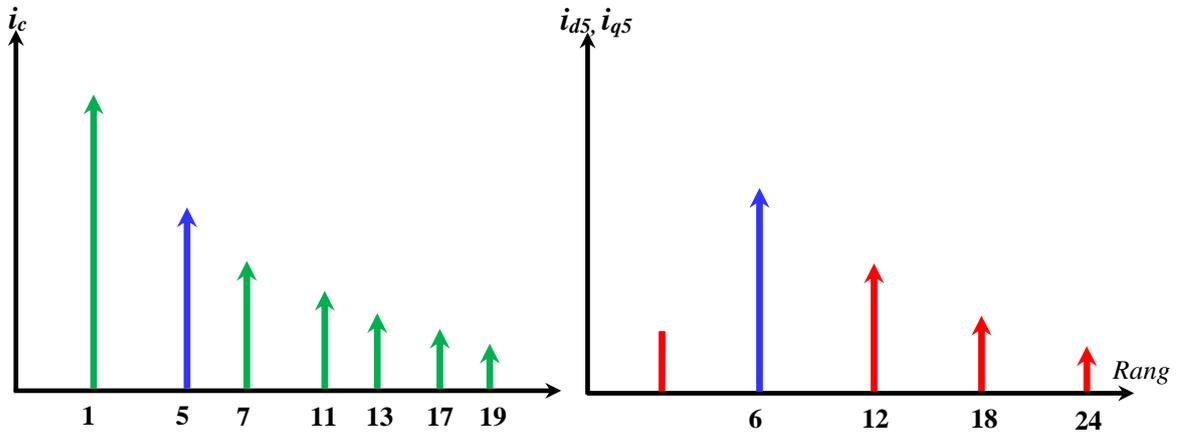


Figure. IV.2. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe $(d-q)$

Cette composante constante correspond à l'harmonique d'ordre 5^{th} désiré à extraire, elle est déduit directement de l'équation (IV.3) comme le montre l'équation (IV.4).

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{d5} \\ \bar{i}_{q5} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \begin{bmatrix} \cos(-\phi_5) \\ -\sin(\phi_5) \end{bmatrix} \tag{IV.4}$$

L'objectif de la méthode revient à identifier les composantes continues et alternatives des courants par un filtre passe bas, soit de premier ordre ou de deuxième ordre. Dans notre

travail nous avons utilisé le filtre de premier ordre, sa fonction de transfert est donnée comme suite.

$$F_{FPB}^{h-dq}(s) = \frac{\omega_h}{s + \omega_h} \quad (IV.5)$$

Où ω_h est la pulsation de coupure d'harmonique d'ordre h dans l'axe $(d-q)$

Après la séparation de la composante constante du courant, on y applique la transformée inverse successive de Park et Concordia sur l'axe $(d-q)$ par les matrices T_{32} et $P(-5\omega.t)$. Donc le courant harmonique de référence d'ordre 5th est donné par l'équation (IV.6).

$$\begin{bmatrix} i_{ref5.1} \\ i_{ref5.2} \\ i_{ref5.3} \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(-5\omega.t)^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{d5} \\ \bar{i}_{q5} \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

IV.2.1.2. Identification de l'harmonique d'ordre 7th

À partir de l'équation (IV.1). En appliquant une transformation de Park avec un angle de $(\theta_7 = 7\omega t)$, les courants s'écrivent dans l'espace $(d-q)$ comme suite:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = P(7\omega.t) \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{d7} \\ i_{q7} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(-6\omega t - \phi_1) \\ \sin(-6\omega t - \phi_1) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \begin{bmatrix} \cos(-12\omega t - \phi_5) \\ \sin(-12\omega t - \phi_5) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_7 \begin{bmatrix} \cos(-\phi_7) \\ \sin(-\phi_7) \end{bmatrix} \\ &+ \dots \sum_{\substack{h=\pm 6n \\ n=3}}^n \sqrt{\frac{3}{2}} I_h \begin{bmatrix} \cos(h\omega t - \phi_h) \\ \sin(h\omega t - \phi_h) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (IV.8)$$

L'équation (IV.8) montre que les courants de charge se décomposent en deux composantes continue et alternative sur l'axe $(d-q)$ tournant avec la vitesse angulaire de l'harmonique d'ordre 7th, et le mécanisme de transformation est illustré sur la Figure.IV.3.

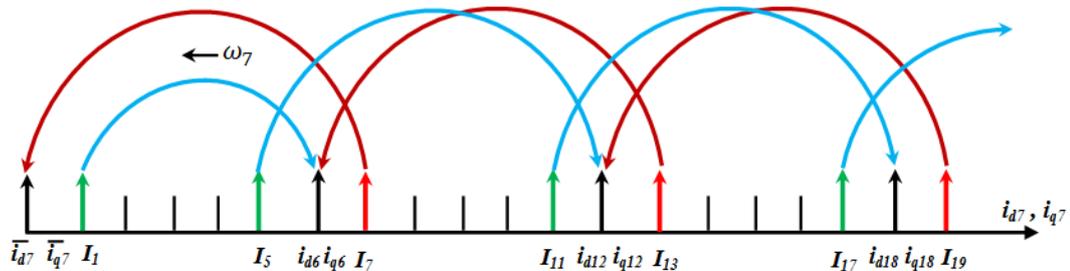


Figure. IV.3. Transformation du courant de la charge dans l'axe harmonique $(d-q)$ avec $\theta_7=7\omega.t$

La Figure. IV.3 montre que le courant harmonique d'ordre 7th se transforme en composante constante dans l'axe ($d-q$), cela est confirmé par le spectre harmonique montré dans la Figure.IV.4, cette composante constante est montrée par l'équation (IV.9).

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{d7} \\ \bar{i}_{q7} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{c7} \begin{bmatrix} \cos(-\phi_7) \\ -\sin(\phi_7) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

L'extraction de cette composante constante du courant sur l'axe ($d-q$) se fait directement par deux filtres passe bas du premier ordre.

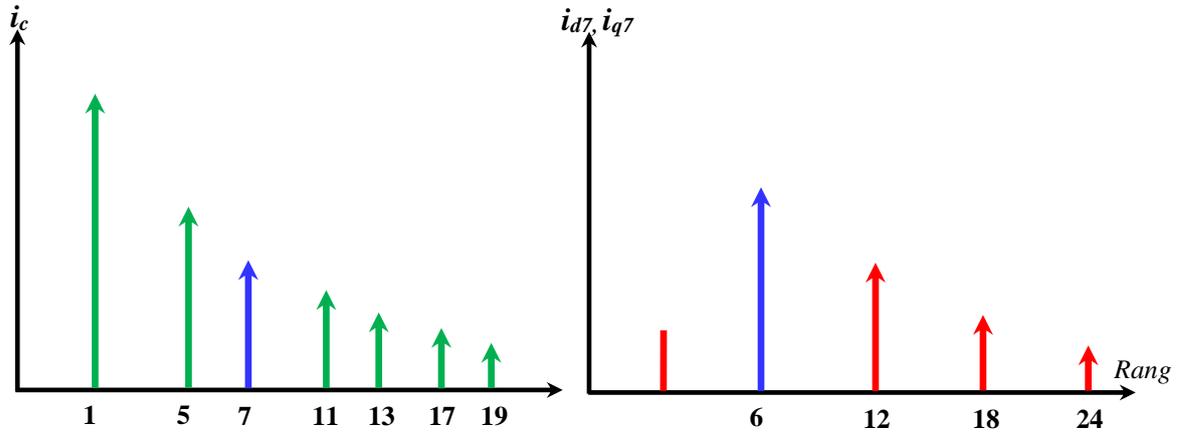


Figure. IV.4. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe triphasé et diphasé ($d-q$)

Le calcul des courants de références de l'harmonique 7th se fait par la conversion des courants donnés par la relation (IV.9) dans l'espace des courants triphasés en appliquant successivement les transformations inverses de Park et de Concordia avec les matrices T_{32} et $P(7\omega, t)$.

$$\begin{bmatrix} i_{ref7,1} \\ i_{ref7,2} \\ i_{ref7,3} \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(7\omega, t)^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{d7} \\ \bar{i}_{q7} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

En tenant compte des courants nécessaires pour réguler la tension du condensateur du filtre actif C_{dc} , la sortie du régulateur floue que nous avons pris dans notre application sera pondérée par des courants sinusoïdales délivrés par le circuit PLL.

Ces courants actifs sont injectés en opposition (signe négatif) [4], le courant harmonique de référence pour les deux premiers harmonique 5th et 7th est montré dans l'équation (IV.11).

$$\begin{bmatrix} i_1^* \\ i_2^* \\ i_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ref7,1} + i_{ref5,1} - i_{l1} \\ i_{ref7,2} + i_{ref5,2} - i_{l2} \\ i_{ref7,3} + i_{ref5,3} - i_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

La Figure.IV.5 représente le diagramme d'identification des harmoniques 5^{th} , 7^{th} par la méthode du référentiel synchrone ($d-q$) classique.

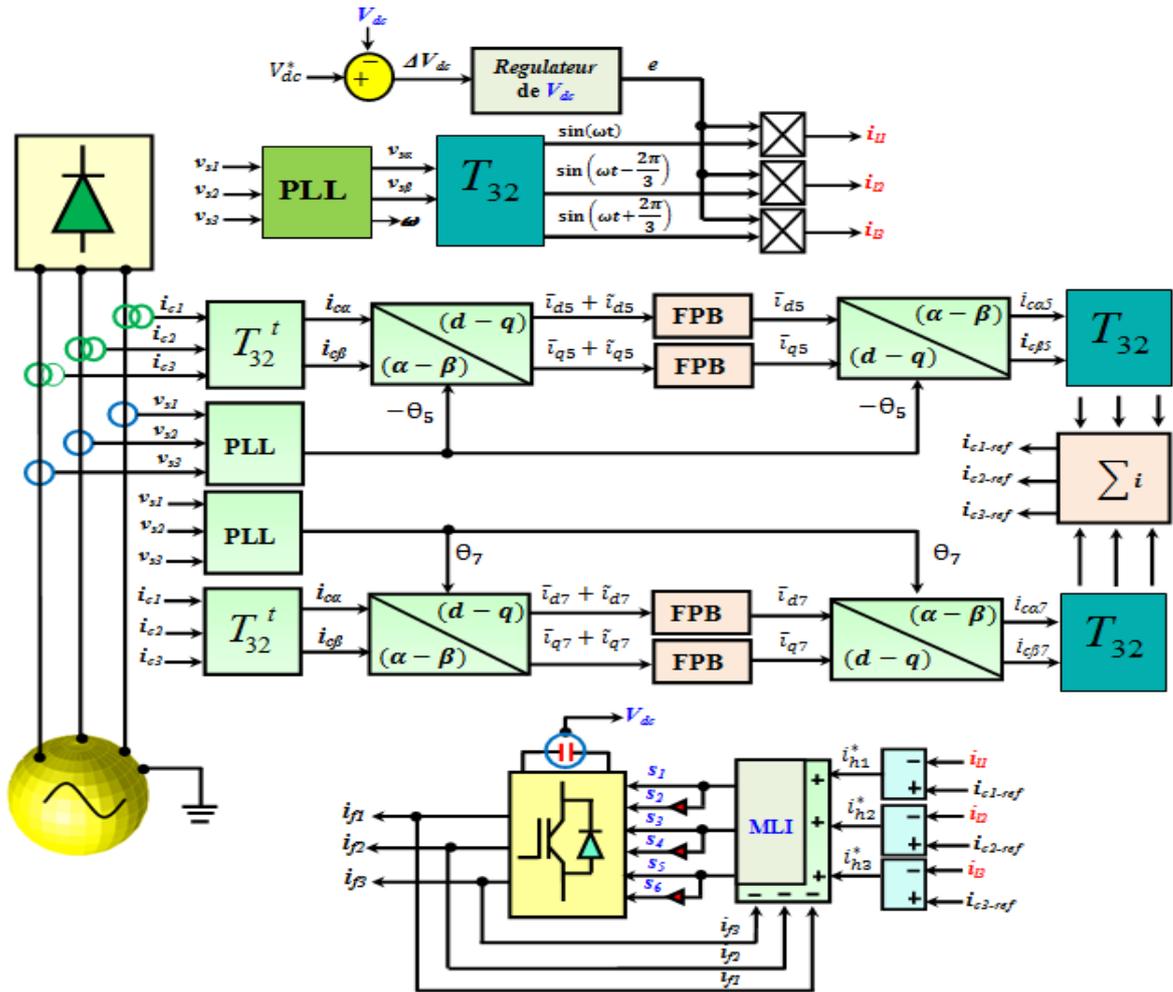


Figure. IV.5. Diagramme d'identification ($d-q$) des courants harmoniques de référence 5^{th} , 7^{th}

IV.2.2.Extraction sélective des harmoniques par la méthode ($d-q$) modifiée.

Dans cette partie, nous montrerons, comment moyennant d'un filtre multivariable, on peut réaliser un filtrage actif sélectif des courants harmoniques du réseau électrique, nous avons exploité la caractéristique sélective de ce filtre pour modifier la méthode du référentiel synchrone de Park ($d-q$) [70],[77].

Tout d'abord, l'axe fondamental ($d-q$) est destiné à isoler la composante fondamentale du courant de charge, mais grâce à l'intégration du FMV, on peut extraire n'importe quel harmonique désiré à filtrer.

Le principe de la méthode ($d-q$) modifiée consiste à transposer les courants triphasés de charge aux courants diphasés dans l'axe fondamental rotationnel ($d-q$) tourne avec une vitesse angulaire fondamentale ($\omega.t$).

Après la transformation des courants de la charge dans l'axe de Concordia (α - β) par l'expression (IV.1), on aura l'expression (IV.12).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \phi_1) \\ \sin(\omega t - \phi_1) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \begin{bmatrix} \cos(-5\omega t - \phi_5) \\ \sin(-5\omega t - \phi_5) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_7 \begin{bmatrix} \cos(7\omega t - \phi_7) \\ \sin(7\omega t - \phi_7) \end{bmatrix} \dots \\ &+ \sum_{\substack{h=1 \pm 6n \\ n \notin \mathbb{N}}}^n \sqrt{\frac{3}{2}} I_h \begin{bmatrix} \cos(h\omega t - \phi_h) \\ \sin(h\omega t - \phi_h) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

En appliquant une transformation de Park avec un angle de ($\theta_1 = \omega t$), les courants s'écrivent dans l'espace (d - q) fondamentale comme indiqués ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = P(\omega t) \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

$$P(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) \\ \sin(\alpha_1) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \begin{bmatrix} \cos(-6\omega - \phi_5) \\ \sin(-6\omega - \phi_5) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} I_7 \begin{bmatrix} \cos(+6\omega t - \phi_7) \\ \sin(+6\omega t - \phi_7) \end{bmatrix} \\ &+ \dots \sum_{\substack{h=\pm 6n \\ n=2}}^n \sqrt{\frac{3}{2}} I_h \begin{bmatrix} \cos(h\omega t - \phi_n) \\ \sin(h\omega t - \phi_n) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

D'après l'équation (IV.15) le système du courant de charge tourne dans l'axe (d - q) par une vitesse angulaire fondamentale, il est composé de deux composantes l'une constante qui correspond à la fondamentale du courant et l'autre alternative qui correspond à une série d'harmoniques. La Figure. IV.6 montre le sens de propagation des harmoniques de charge selon l'axe (d - q) avec la vitesse de propagation du courant fondamental de charge.

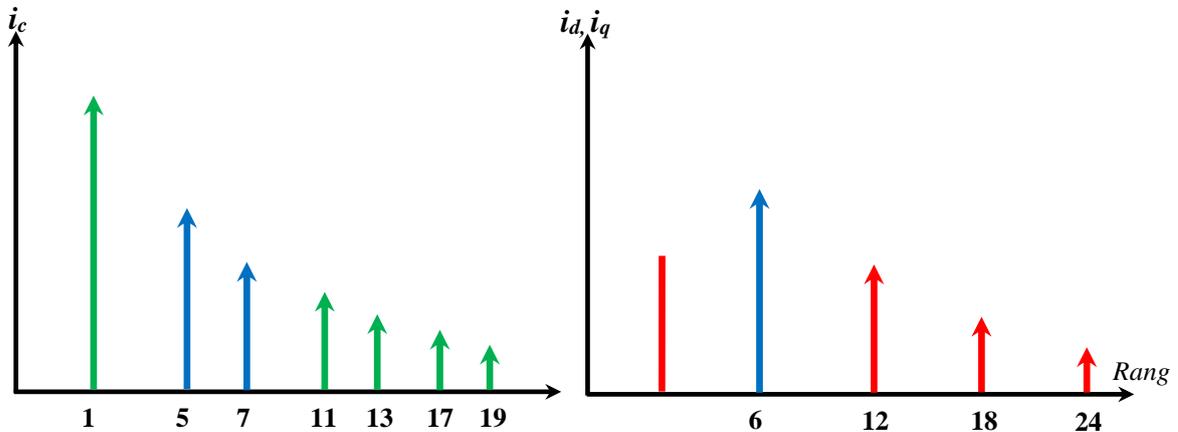


Figure. IV.6. Spectre harmonique du courant de la charge dans l'axe triphasé et diphasé (d - q)

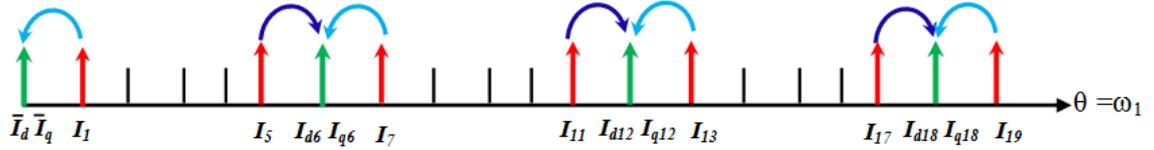


Figure. IV.7. Transformation du courant de la charge dans l'axe de rotation ($d-q$) fondamental

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d1} + i_{d5} + i_{d7} + \dots + i_{dn} \\ I_{q1} + i_{q5} + i_{q7} + \dots + i_{qn} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

Chacun de ces courants peuvent être séparés en deux parties, une composante alternative et une composante continue. La composante continue correspond à la fondamentale du courant selon l'axe ($d-q$) comme le montre l'équation (IV.17).

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\phi_1) \\ \sin(\phi_1) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

IV.2.2.1. Identification de l'harmonique de rang 5^{th} par la méthode ($d-q$) modifiée

La composante alternative sur l'axe ($d-q$) fondamental correspond aux courants harmoniques de charge. Pour séparer la composante du courant harmonique d'ordre 5^{th} il suffit d'exploiter un seul filtre multivariable, dont sa fréquence de coupure $\omega_{c5} = -6\omega$, vu que ce dernier est considéré comme un filtre passe bande hautement sélective [36], [77], l'entrée et la sortie de ce filtre sont en phase avec un gain $K_5=20$.

$$i_{d5}(s) = \frac{K_5 \cdot (s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} i_d(s) + \frac{4K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} i_q(s) \quad (\text{IV.18})$$

$$i_{q5}(s) = \frac{K_5 \cdot (s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} i_q(s) + \frac{4K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} i_d(s) \quad (\text{IV.19})$$

Les deux équations peuvent être réécrites comme suite :

$$i_{d5} = \left(\frac{K_5}{s} [i_d(s) - i_{d5}] + \frac{6\omega}{s} i_q(s) \right) \quad (\text{IV.20})$$

$$i_{q5} = \left(\frac{K_5}{s} [i_q(s) - i_{q5}] - \frac{6\omega}{s} i_d(s) \right) \quad (\text{IV.21})$$

Le circuit du filtre multi variable qui régit les deux équations est donné par la Figure. IV.8, il contient les circuits d'extraction de l'harmonique d'ordre 5^{th} selon l'axe (d - q) fondamental.

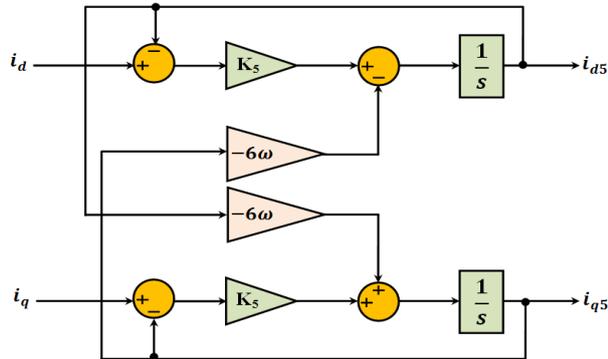


Figure. IV.8. Circuit d'identification de l'harmonique 5^{th} par le FMV

Une fois le courant harmonique d'ordre 5^{th} est identifié par le filtre multi-variable, la transformée inverse de Park sera appliquée. Le calcul des courants de références se fait en convertissant les courants donnés par les équations (IV.20-21) dans l'espace des courants triphasés en appliquant successivement les transformations inverses de Park et de Concordia avec les matrices T_{32} et $P(\omega.t)$.

$$\begin{bmatrix} i_{ch5-1} \\ i_{ch5-2} \\ i_{ch5-3} \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\omega.t) \cdot \begin{bmatrix} i_{d5} \\ i_{q5} \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

IV.2.2.2. Identification de l'harmonique de rang 7^{th} par la méthode (d - q) modifiée

De la même manière utilisée pour extraire l'harmonique d'ordre 5^{th} , on peut extraire l'harmonique d'ordre 7^{th} en changeant la pulsation de coupure du filtre multivariable, puisque l'harmonique d'ordre 7^{th} est un harmonique direct, on fixe la pulsation de coupure du FMV à $\omega_{c7} = +6\omega$, l'entrée et la sortie de ce filtre sont en phase pour un gain $K_7=20$, les équations qui régissent cette tâche de séparation sont données comme suite [74]:

$$i_{d7}(s) = \frac{K_7 \cdot (s + K_7)}{(s + K_7)^2 + 36\omega^2} i_d(s) - \frac{6K_7\omega}{(s + K_7)^2 + 36\omega^2} i_q(s) \quad (IV.23)$$

$$i_{q7} = \frac{6K_7\omega}{(s + K_7)^2 + 36\omega^2} i_d(s) + K_7 \frac{(s + K_7)}{(s + K_7)^2 + 36\omega^2} i_q(s) \quad (IV.24)$$

Les deux équations (IV.23, 24) peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$i_{d7}(s) = \left(\frac{K_7}{s} [i_d(s) - i_{d7}(s)] - \frac{6\omega}{s} i_{q7}(s) \right) \quad (\text{IV.25})$$

$$i_{q5}(s) = \left(\frac{K_7}{s} [i_q(s) - i_{q7}(s)] + \frac{6\omega}{s} i_{d7}(s) \right) \quad (\text{IV.26})$$

Le circuit du filtre multivariable utilisé pour extraire l'harmonique d'ordre 7th sur l'axe rotationnel fondamental (d - q) est illustré dans la Figure.IV.9.

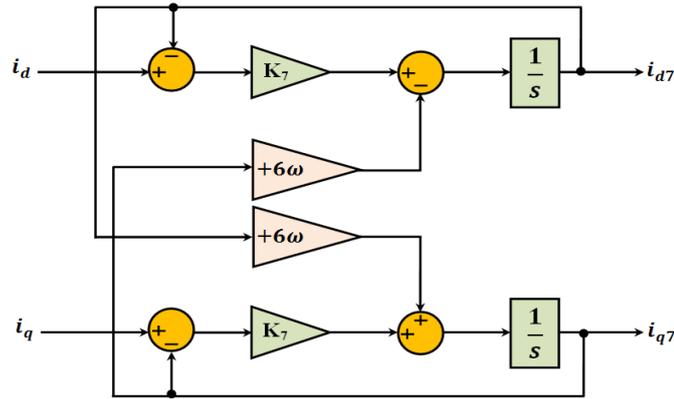


Figure. IV.9. Circuit d'identification de l'harmonique 7th par le FMV

Une fois le courant harmonique d'ordre 7th est identifié par le filtre multivariable, on fait la transformée inverse du système diphasé vers le système triphasé. Le calcul des courants de références se fait en convertissant les courants donnés par les relations (IV.25-26) dans l'espace des courants triphasés en appliquant successivement les transformations inverses de Park et de Concordia avec les matrices T_{32} et $P(\omega, t)$.

$$\begin{bmatrix} i_{ch7,1} \\ i_{ch7,2} \\ i_{ch7,3} \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\omega, t) \begin{bmatrix} i_{d7} \\ i_{q7} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

L'identification simultanée des harmoniques 5th et 7th se fait directement en faisant la somme des deux courants harmoniques de référence de chaque harmonique tout en tenant compte du courant de réglage du bus continu C_{dc} , qu'est injecté au sens opposé comme le montre l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{h1}^* \\ i_{h2}^* \\ i_{h3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ch5,1} \\ i_{ch5,2} \\ i_{ch5,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ch7,1} \\ i_{ch7,2} \\ i_{ch7,3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

La Figure. IV.10 illustre le diagramme d'identification simultanée des harmoniques d'ordre 5th et 7th en utilisant la méthode de référentiel synchrone de Park modifiée par le FMV.

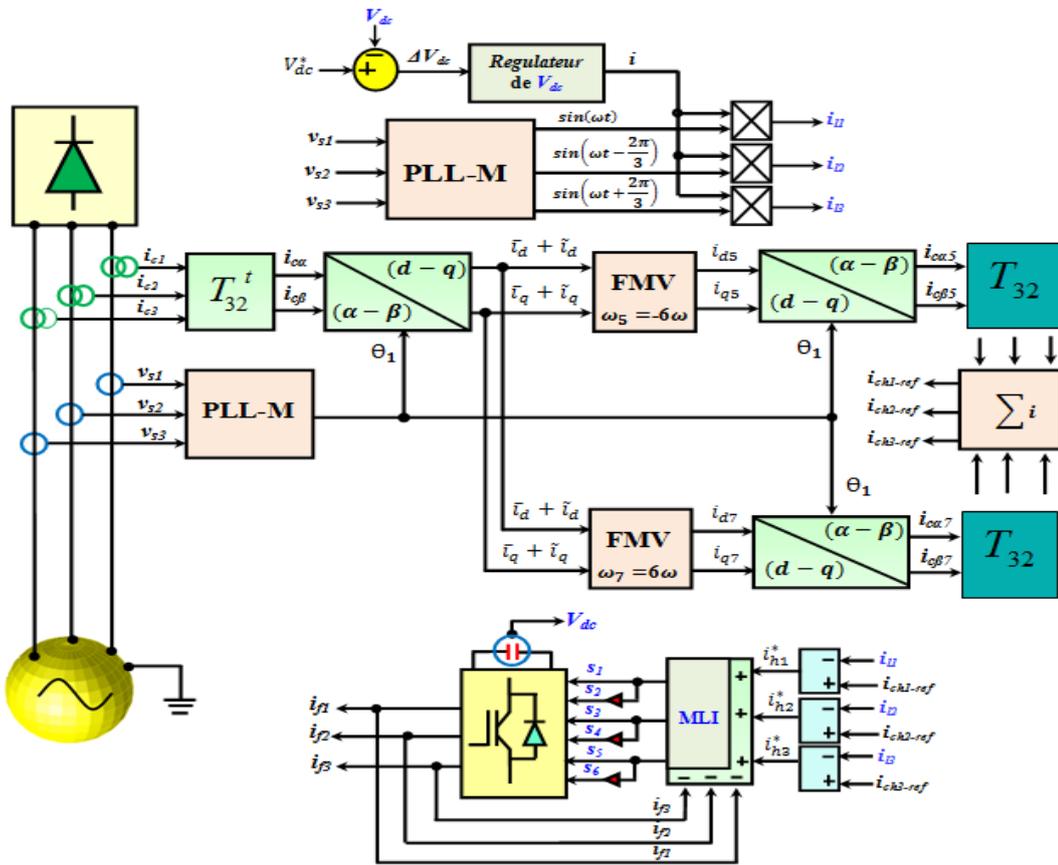


Figure. IV.10. Diagramme d'identification des harmoniques 5th et 7th par la méthode (d-q) modifiée

IV.2.3. Comparaison entre la méthode (d-q) classique et modifiée

D'après les diagrammes d'identifications sélective simultanée des harmoniques 5th et 7th avec les deux méthodes basées sur le référentiel synchrone de Park (d-q) et (d-q) modifiée, on peut dire que la méthode (d-q) modifiée est mieux adapté que la méthode classique, en terme des nombres de filtres, un seul FMV va se remplacer deux filtres passe bas (avantage économique).

Le nombre des transformations de Concordia et Park utilisés dans la méthode (d-q) modifiée est la moitié de la méthode (d-q) classique (temps de calcul réduit), le nombre des angles générés par le circuit PLL par la méthode (d-q) modifiée est divisé en deux par rapport la méthode (d-q) classique, en plus la méthode modifiée utilise un circuit PLL robuste et adapté avec les régimes des tensions de réseau. Les résultats de comparaison entre les deux méthodes sont récapitulés dans le Tableau.IV.1.

5 th + 7 th	Nb Filtre	N° TC et TC ⁻¹	N° TP, TP ⁻¹	N° angles
(d-q)	4FPB	4	2	θ ₅ , θ ₇
(d-q-M)	2FMV	1	1	θ ₁

Tableau. IV.1. Comparaison entre la méthode (d-q) classique et modifiée

IV.2.4. Résultats de simulation obtenus par la méthode ($d-q$) modifiée

Nous présentons des résultats de simulation du filtrage actif sélectif des deux premiers harmoniques 5^{th} , 7^{th} . La charge non linéaire que nous avons prise dans notre simulation est un pont redresseur à diode (PD3) débitant sur une charge inductive. Les paramètres du système simulé sont mentionnées dans le troisième chapitre, sauf la valeur de la tension du bus continu est $V_{dc}=200V$.

Le réglage de la tension du bus continu C_{dc} a été assuré par un régulateur flou de type-1 Mamdani. On va présenter la faisabilité de la méthode du référentiel synchrone modifiée dans le cas d'un filtrage actif sélectif des harmoniques (les harmoniques de basses fréquences). Les tensions de réseau sont équilibrées sinusoïdales.

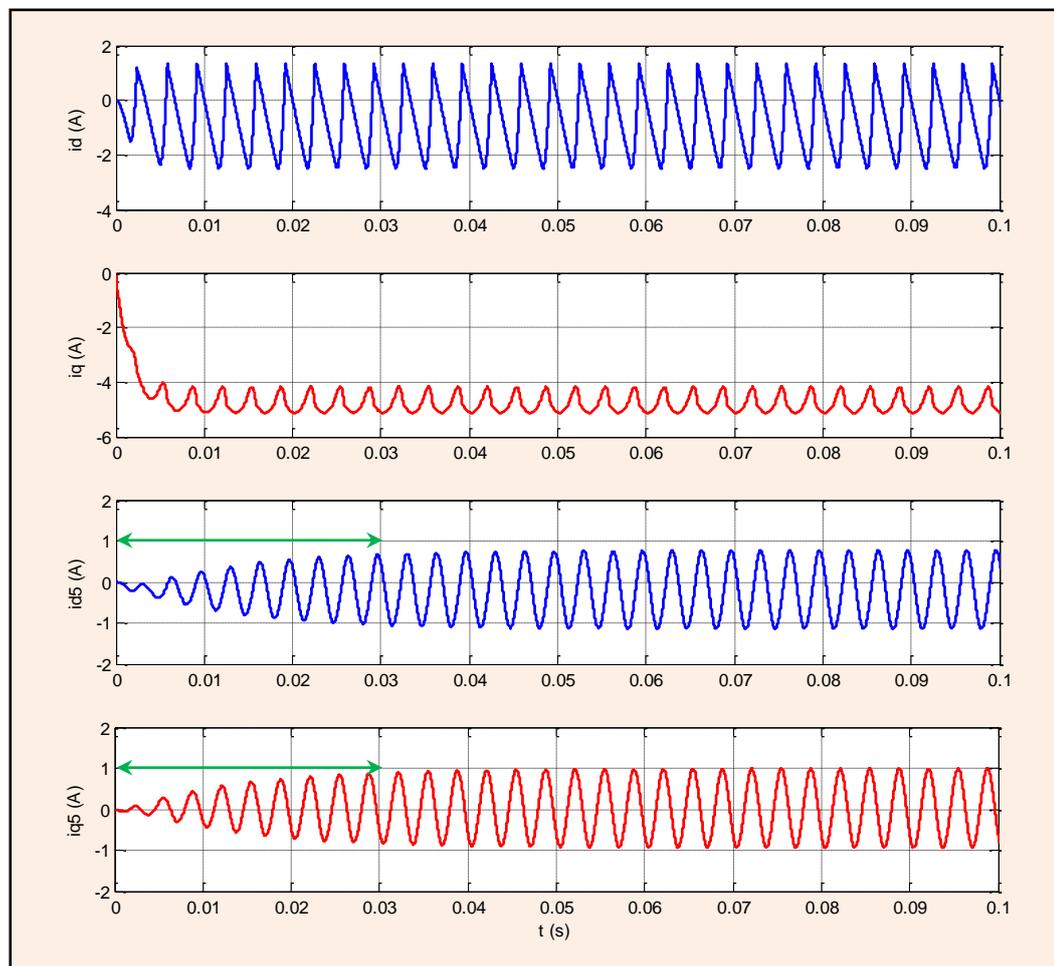


Figure. IV.11. Extraction du courant harmonique d'ordre 5^{th} par un FMV

La Figure. IV.11 montre bien l'aptitude du FMV à extraire les composantes du courant harmonique de rang 5^{th} sur l'axe ($d-q$), les formes d'ondes du courants (i_{d5} et i_{q5}) ont une pulsation de propagation de (-6ω) . Le temps de réponse nécessaire est environ de $30ms$, ce résultat nous a permet de conclure la capacité du filtre multivariable à extraire les courants harmoniques de façon sélective sur l'axe ($d-q$) fondamental.

La Figure. IV.12 montre les formes d'ondes de la première phase avant et après la compensation du courant harmonique d'ordre 5^{th} , les formes d'ondes concernées sont le courant de charge (i_{c1}), le courant de réseau après le filtrage (i_{s1}), le courant injecté par le filtre actif (i_{f1}) et la tension du bus continu (V_{dc}). On remarque que la forme d'onde du courant de réseau est améliorée et la tension du bus continu reste constante et présente des faibles fluctuations autour de sa valeur de référence ($\Delta V_{dc}=0.2V$).

La lecture du THD sur la Figure. IV.16. (b), montre que le THD du courant de source après le filtrage de l'harmonique 5^{th} passe de 24.96% avant le filtrage à 12.23% après le filtrage et le spectre harmonique du courant de source montre que l'harmonique de rang 5^{th} est bien filtré. Aussi le taux d'atténuation de cet harmonique est passé de 19.82% à 0.57%, et par conséquent la norme *CEI 61000* est respectée.

La Figure. IV.13 et la Figure. IV.14 montrent la compensation active sélective individuelle et simultanée des harmoniques 5^{th} et 7^{th} , dont à l'instant $0.1s$, et après l'application de la compensation sélective du courant harmonique d'ordre 7^{th} , on remarque que la forme d'onde du courant de réseau est rapprochée à la forme d'onde sinusoïdale avec l'augmentation des nombres des courants harmoniques filtrés.

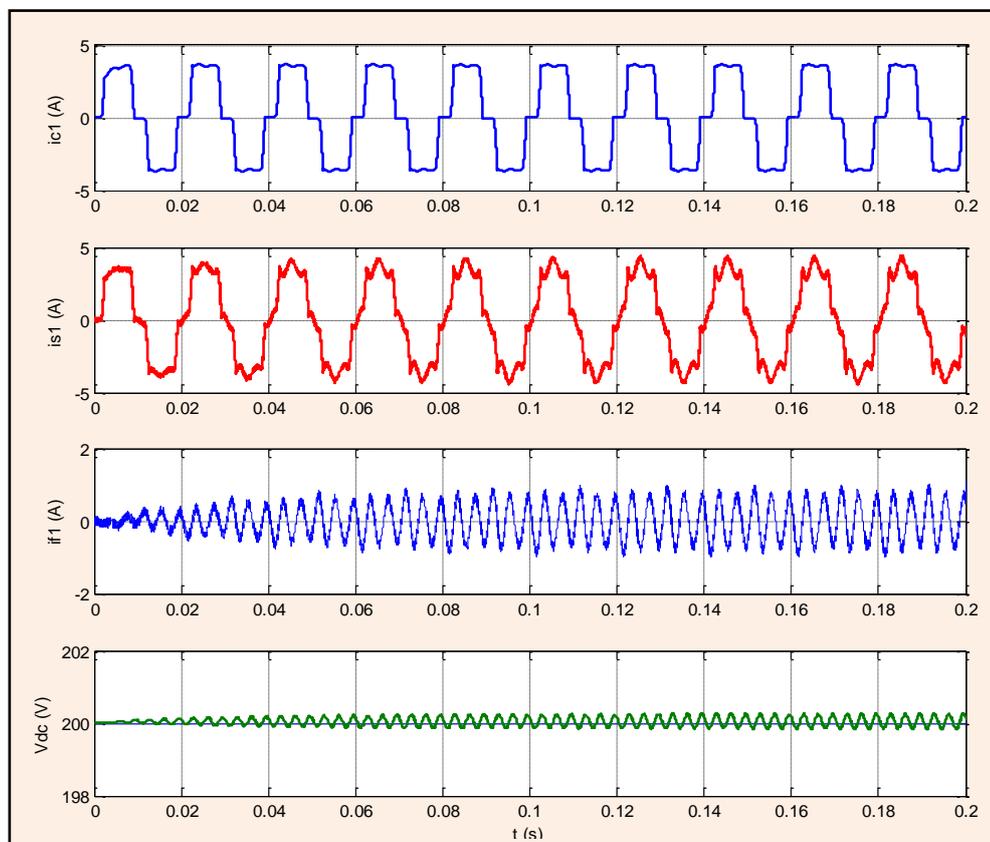


Figure. IV.12. Filtrage actif du courant l'harmonique d'ordre 5^{th}

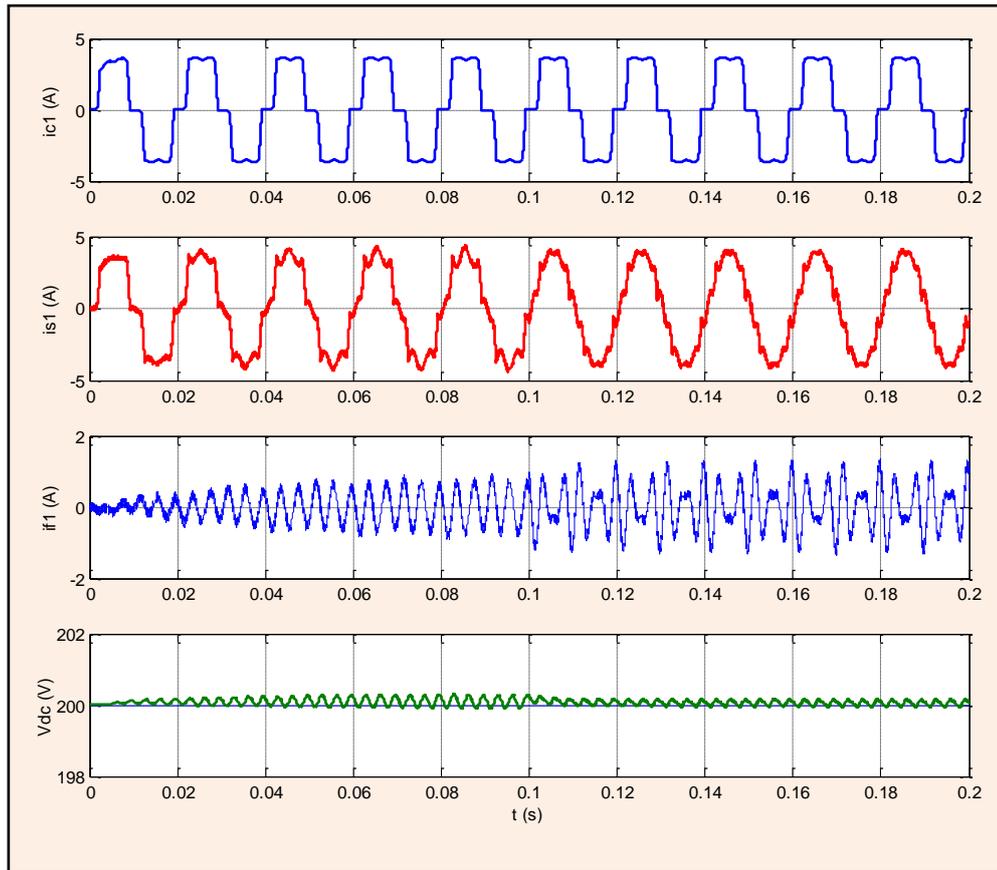


Figure. IV.13. Filtrage actif sélectif successif des courants harmoniques 5th et 7th

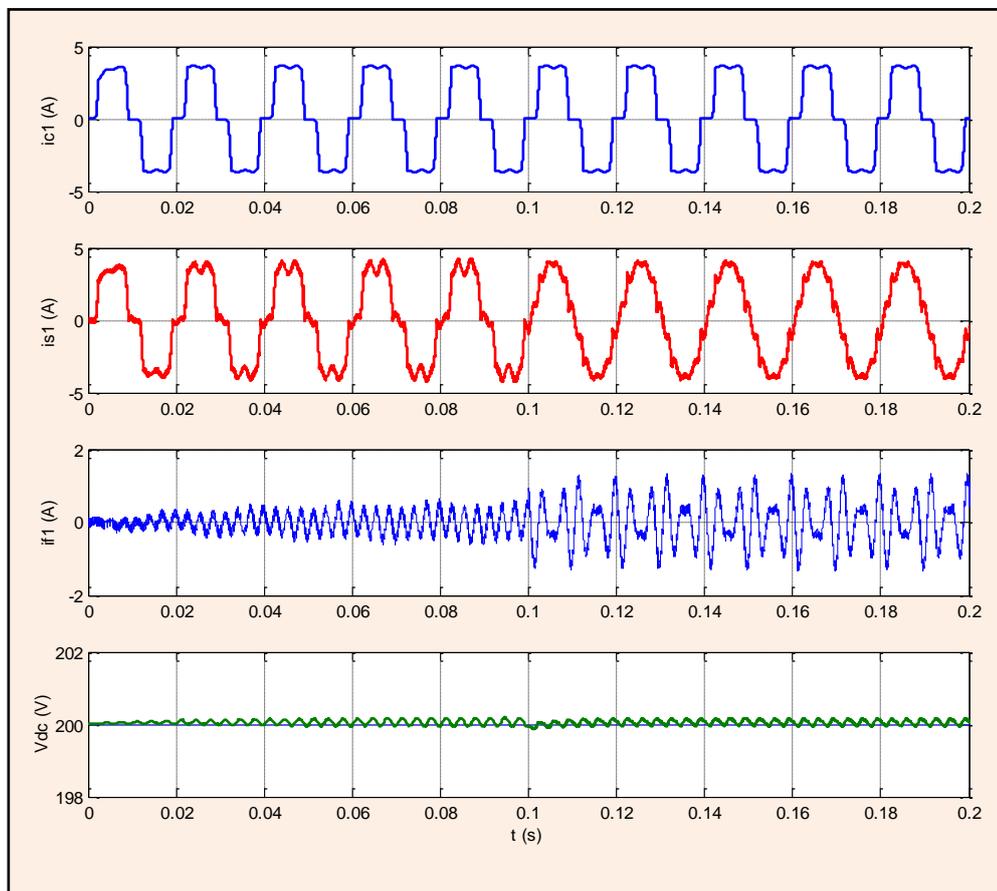


Figure. IV.14. Filtrage actif sélectif successif des courants harmoniques 7th et 5th

La Figure.IV.15 montre le comportement du filtre actif sous une variation de la charge non linéaire, après la diminution de la valeur de la charge non linéaire à l'instant $t=0.1s$, on remarque que l'amplitude du courant de la charge augmente, l'amplitude du courant injecté par le filtre augmente, et la tension du bus continu reste constante, on peut constater que le filtre actif parallèle a pu assurer la compensation active sélective des courants harmoniques ciblés dans des conditions dynamiques de charge.

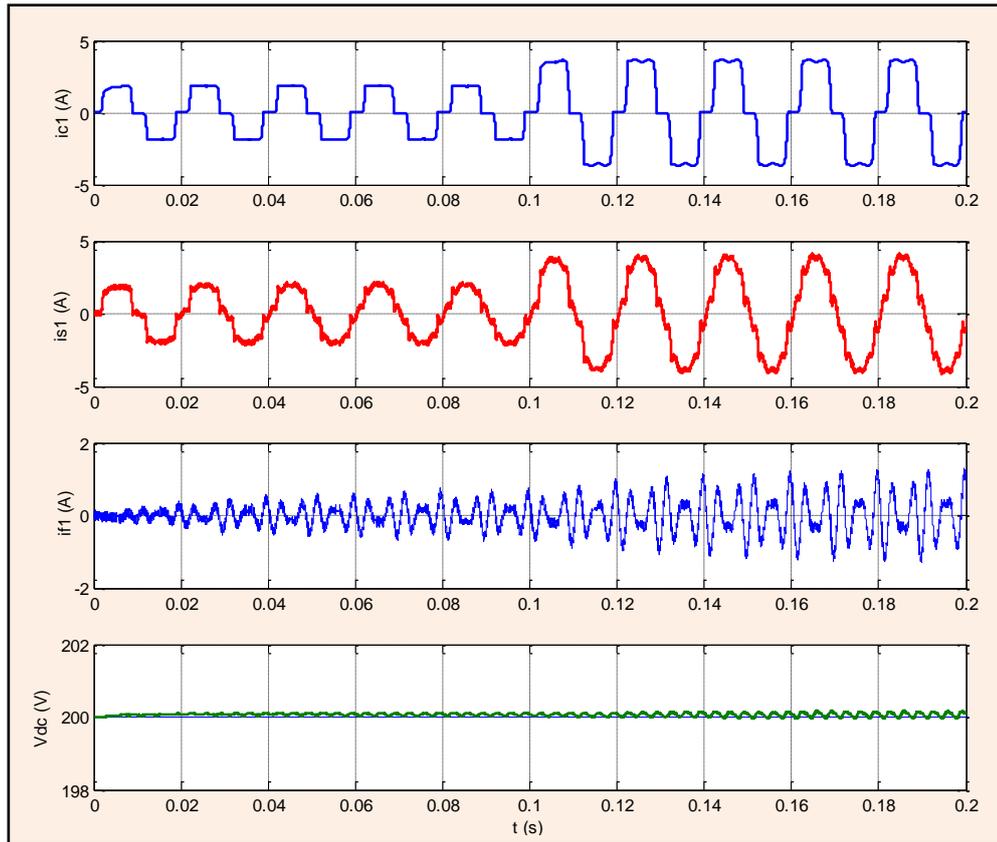


Figure. IV.15. Filtrage actif sélectif simultané des harmoniques 5^{th} et 7^{th} pendant le régime dynamique de la charge

Le Taux de distorsion total du courant de source $THDi_s$ passe de 24.96% avant le filtrage à 22.02% après le filtrage sélectif de l'harmonique d'ordre 7^{th} , puis passe à 12.23% après le filtrage sélectif du courant harmonique d'ordre 5^{th} et prend la valeur de 9.28% après le filtrage actif sélectif simultané des deux harmoniques comme le montre la Figure. IV.16.

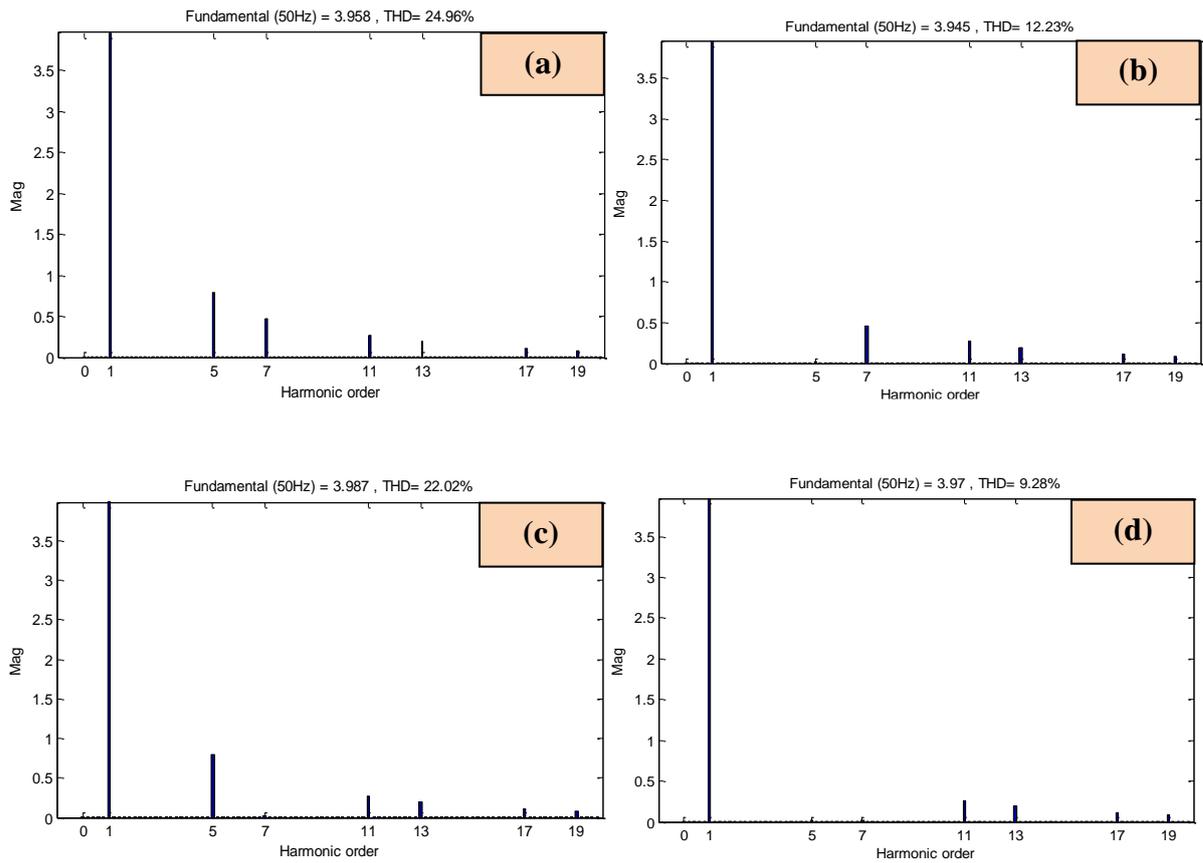


Figure. IV.16 (a-d). Spectres harmoniques du courant de source avant et après le filtrage sélectif.

Harmoniques	I_5 %	I_7 %	I_{11} %	I_{13} %	THD i_s %
Courant de charge	19,82%	11,90%	6,79%	4,98%	24.96%
I_7 filtré	19,78 %	0.43%	6.80%	4.92%	22.1%
I_5 filtré	0.57%	11,69%	6,72%	4,94%	12.23%
I_5 et I_7 filtrés	0.57%	0.43%	6.80%	4,98%	9.28%

Tableau. IV.2. Taux d'atténuations des harmoniques 5th et 7th par la méthode (d-q) modifiée

IV.3. Filtrage sélectif des harmoniques à base de la méthode des puissances instantanées (p-q)

Le principe d'identification sélective des courants harmoniques, à base de l'algorithme des puissances instantanées (p-q), est consisté à extraire la composante de la puissance instantanée active et réactive relative à l'harmonique désiré à filtrer [4], [77]. Dans notre travail, nous avons présenté deux méthodes d'extraction des composantes de puissances, et à partir de ces composantes, on trouve les courants harmoniques de références sélectionnées à filtrer. La première méthode est la méthode (p-q) classique et le deuxième est la méthode des puissances actives et réactives (p-q) modifiée.

IV.3.1.Extraction sélective des harmoniques par la méthode (p-q) classique

Le principe de cette méthode consiste à rendre constante la composante de la puissance instantanée active et réactive relative à l'harmonique à extraire. Cette composante constante pourrait être séparée de la composante alternative par un filtre passe bas du premier ou deuxième ordre, et après avoir les composantes constantes de puissance active et réactive, on peut facilement calculer le courant harmonique à identifier [78].

IV.3.1.1. Identification d'un harmonique d'ordre inverse.

Le système inverse ou indirect $[i_c]_-$ est constitué des harmoniques 5, 11, 17,...etc. Pour identifier un harmonique inverse de rang $h=6n-1$ il suffit de générer un système de tension inverse $[v_h]_-$ de même ordre [4], Le système de tension inverse sera généré directement à partir du système à PLL, la sortie de la PLL délivre l'angle de phase $\hat{\theta}_s = \hat{\omega}_s \cdot t$ référencé par rapport à la fondamentale de la première phase v_{s1} . A partir de cette angle, on construit deux signaux sinusoïdaux d'amplitude unitaire en quadrature $v_{h\alpha}$ et $v_{h\beta}$, d'ordre $h=6n-1$ oscillant à la pulsation $-h \cdot \omega$. Les deux systèmes sont exprimés par les deux équations suivantes :

$$[v_h]_- = V_h \sqrt{3} \cdot T_{32} \cdot P(-h\omega t + \varphi_h) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

$$[i_c]_- = \sum_{\substack{h=6n-1 \\ n \in \mathbb{N}^*}}^n I_{ch} \sqrt{3} \cdot T_{32} \cdot P(-h\omega t + \phi_h) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.30})$$

Où V_h et φ_h représentent respectivement la valeur efficace et la phase du système de tensions triphasé de rang h . Les puissances instantanées ont pour expression :

$$\begin{cases} p_h = [v_h]_-^t \cdot [i_c] = v_{h\alpha} \cdot i_{c\alpha} + v_{h\beta} \cdot i_{c\beta} \\ q_h = [v_h]_-^t \wedge [i_c] = v_{h\alpha} \cdot i_{c\beta} - v_{h\beta} \cdot i_{c\alpha} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

$$\begin{cases} [v_{h\alpha\beta}] = T_{32}^t \cdot [v_h]_- \\ [i_{c\alpha\beta}] = T_{32}^t \cdot [i_c] \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

Avec :

Les puissances réelles et imaginaires peuvent être séparées en leurs composantes continues (\bar{p}_h, \bar{q}_h) et alternatives (\tilde{p}_h, \tilde{q}_h) de la façon suivante :

$$\begin{cases} p_h = \bar{p}_h + \tilde{p}_h \\ q_h = \bar{q}_h + \tilde{q}_h \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Les informations sur la valeur efficace et la phase de l'harmonique de rang h à extraire sont contenues dans les grandeurs continues de \bar{p}_h et \bar{q}_h . Ces dernières ont pour expression :

$$\begin{cases} \bar{p}_h = 3.V_h.I_c.\cos(\varphi_h - \phi_h) \\ \bar{q}_h = 3.V_h.I_c.\sin(\varphi_h - \phi_h) \end{cases} \text{ Avec } h = 6n - 1 \quad (\text{IV.34})$$

Les courants diphasés obtenus après le filtrage sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{h\alpha}^2 + v_{h\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{h\alpha} & -v_{h\beta} \\ v_{h\beta} & v_{h\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{P}_h \\ \bar{Q}_h \end{bmatrix} \quad (\text{IV.35})$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{3}.I_c \cdot \begin{bmatrix} \sin(h.\omega t - \phi_h) \\ \cos(h.\omega t - \phi_h) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

La transformation inverse de Concordia permet ensuite de calculer les courants de références. On remarque que l'amplitude et la phase de la tension (V_h et φ_h) n'intervient pas dans le résultat final.

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}.I_{ch} \cdot \begin{bmatrix} \sin(h.\omega t - \phi_h) \\ \sin(h.\omega t - \phi_h - \frac{2.\pi.h}{3}) \\ \sin(h.\omega t - \phi_h + \frac{2.\pi.h}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.37})$$

On prend comme exemple explicatif des courants harmoniques inverses, le courant harmonique de rang 5^{th} . Pour l'identifier, il suffit de générer un système inverse de tensions grâce au circuit PLL, afin de transformer les courants de charge dans l'espace des puissances instantanées ($p-q$), ce système de tension inverse d'ordre 5^{th} sera défini comme suit :

$$[v_5] = V_5.\sqrt{3}.T_{32}.P(-5\omega t + \varphi_5) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.38})$$

Si on calcule les puissances p_5 et q_5 , donc le courant harmonique d'ordre 5^{th} va se transformer dans l'espace de puissance à une composante constante comme le montre la Figure.VI.17, les spectres de courants de charge et des puissances instantanées actives sont montrés par la Figure.IV.17.

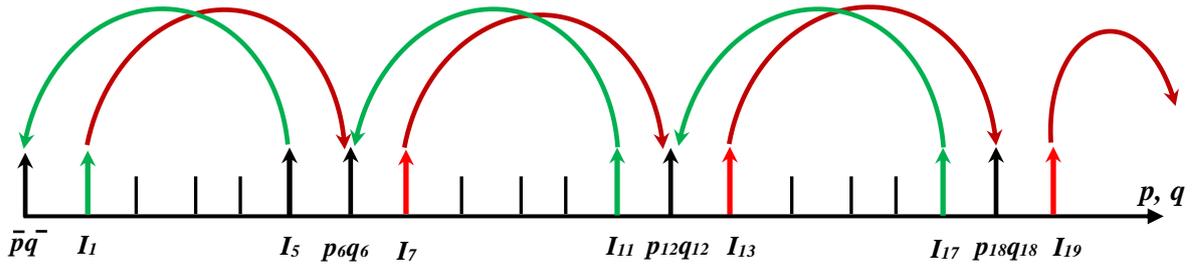


Figure. IV.17. Transformation du spectre du courant de la charge (système de tension de rang 5th)

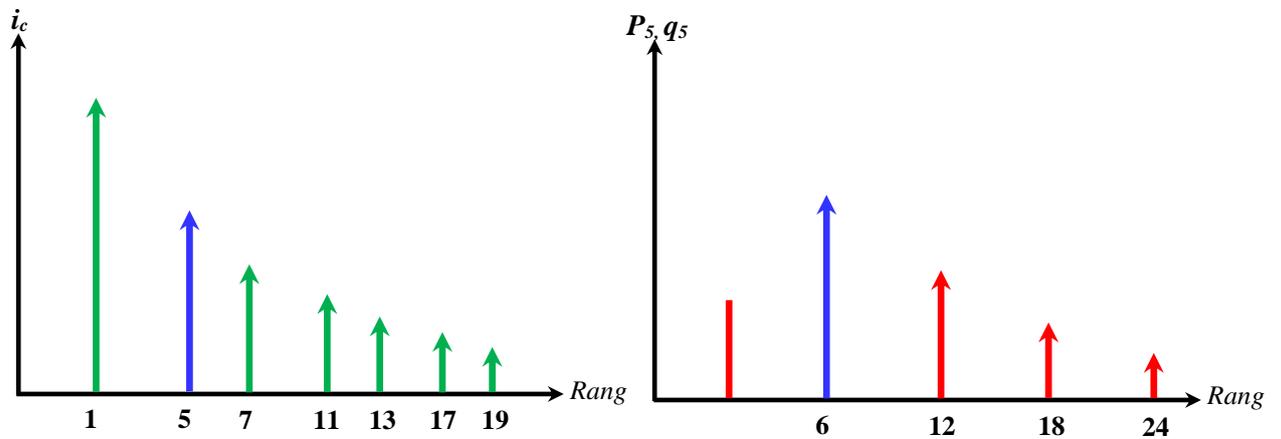


Figure. IV.18. Spectre du courant de charge et des puissances instantanées $p_5 q_5$

L'harmonique 5th du courant de la charge va donc se transformer en composante continue dans l'espace des puissances instantanées comme le montre la Figure. IV.18. Cette composante continue nous permet, après un filtrage passe bas, et la transformation inverse de Concordia, d'identifier la composante harmonique de rang 5th parmi toutes les autres. Cette composante deviendra la référence de courant pour le filtre actif i_{ref5} .

IV.3.1.2. Identification de l'harmonique du système direct

L'identification d'un harmonique direct du courant de la charge d'ordre ($h=6n+1$) se fait directement en générant un système de tension direct, ce dernier sera généré par un circuit PLL, les deux systèmes sont exprimés comme suite :

$$[v_h]^+ = V_h \sqrt{3} \cdot T_{32} \cdot P(h\omega t - \phi_h) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (IV.39)$$

$$[i_c]^+ = \sum_{\substack{h=6n+1 \\ n \in \mathbb{N}}}^n I_{ch} \sqrt{3} \cdot T_{32} \cdot P(h\omega t - \phi_h) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (IV.40)$$

Les puissances instantanées ont pour expression :

$$\begin{cases} p_h = [v_h]_+^t \cdot [i_c] = v_{h\alpha} \cdot i_{c\alpha} + v_{h\beta} \cdot i_{c\beta} \\ q_h = [v_h]_+^t \wedge [i_c] = v_{h\alpha} \cdot i_{c\beta} - v_{h\beta} \cdot i_{c\alpha} \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Avec :

$$\begin{cases} [v_{h\alpha\beta}] = T_{32}^t \cdot [v_h]_+ \\ [i_{c\alpha\beta}] = T_{32}^t \cdot [i_c] \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

Les puissances réelles et imaginaires peuvent être séparées en leurs composantes continues (\bar{p}_h, \bar{q}_h) et alternatives (\tilde{p}_h, \tilde{q}_h) de la façon suivante :

$$\begin{cases} \bar{p}_h = 3.V_h \cdot I_{ch} \cdot \cos(\varphi_h - \phi_h) \\ \bar{q}_h = -3.V_h \cdot I_{ch} \cdot \sin(\varphi_h - \phi_h) \end{cases} \quad (\text{IV.43})$$

Les courants diphasés après la séparation des composantes constantes sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{h\alpha}^2 + v_{h\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{h\alpha} & -v_{h\beta} \\ v_{h\beta} & v_{h\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p}_h \\ \bar{q}_h \end{bmatrix} \quad (\text{IV.44})$$

La transformation inverse de Concordia de courant dans l'équation (IV.44) nous a permis de calculer par la suite les courants de références.

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot I_{ch} \cdot \begin{bmatrix} \sin(h.\omega t - \phi_h) \\ -\cos(h.\omega t - \phi_h) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.45})$$

Pour le cas des courants harmoniques directs, on prend le courant harmonique d'ordre 7^{th} , donc ce courant se transformera en composante continue de l'espace des puissances instantanées active et réactive, et les autres courants vont changer leurs fréquences dans cet espace des puissances instantanées comme la montre la Figure.IV.19.

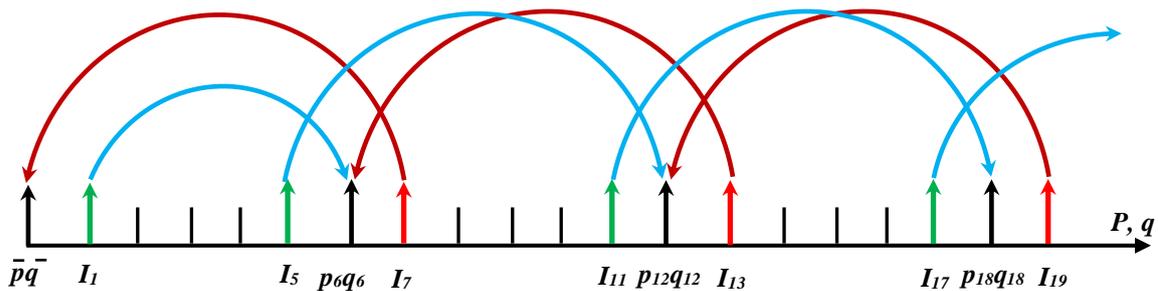


Figure. IV.19. Transformation du spectre du courant de la charge (système de tension de rang 7^{th})

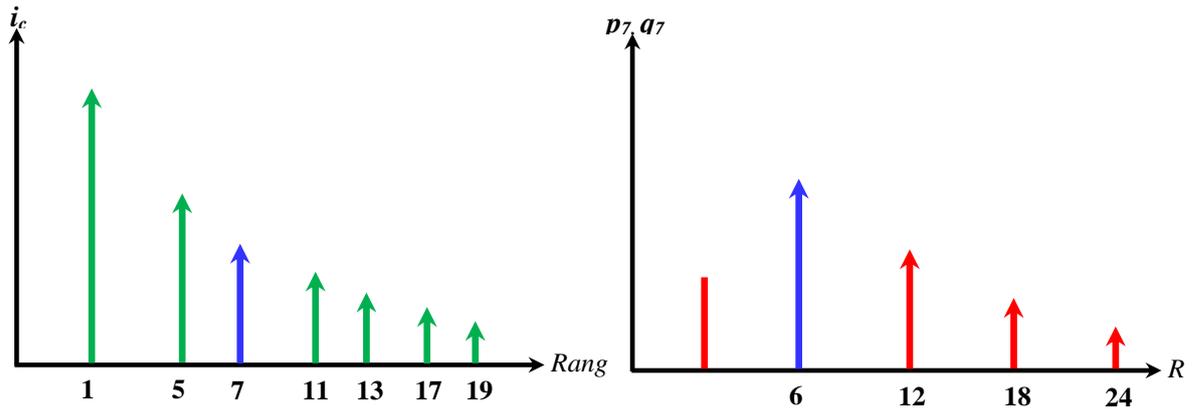


Figure. IV.20. Spectre du courant de charge et des puissances instantanées p_5, q_5

D'après la Figure.IV.20 montre le spectre harmonique du courant de charge et le spectre harmonique des puissances active et réactive engendrés, on remarque que dans l'espace de puissances instantanées ($p-q$), il résulte une composante active et réactive constante, et des composantes actives et réactives alternatives. Le diagramme d'identification sélective simultanée des deux premiers harmoniques $5^{th}, 7^{th}$ est illustré dans la Figure.IV.21.

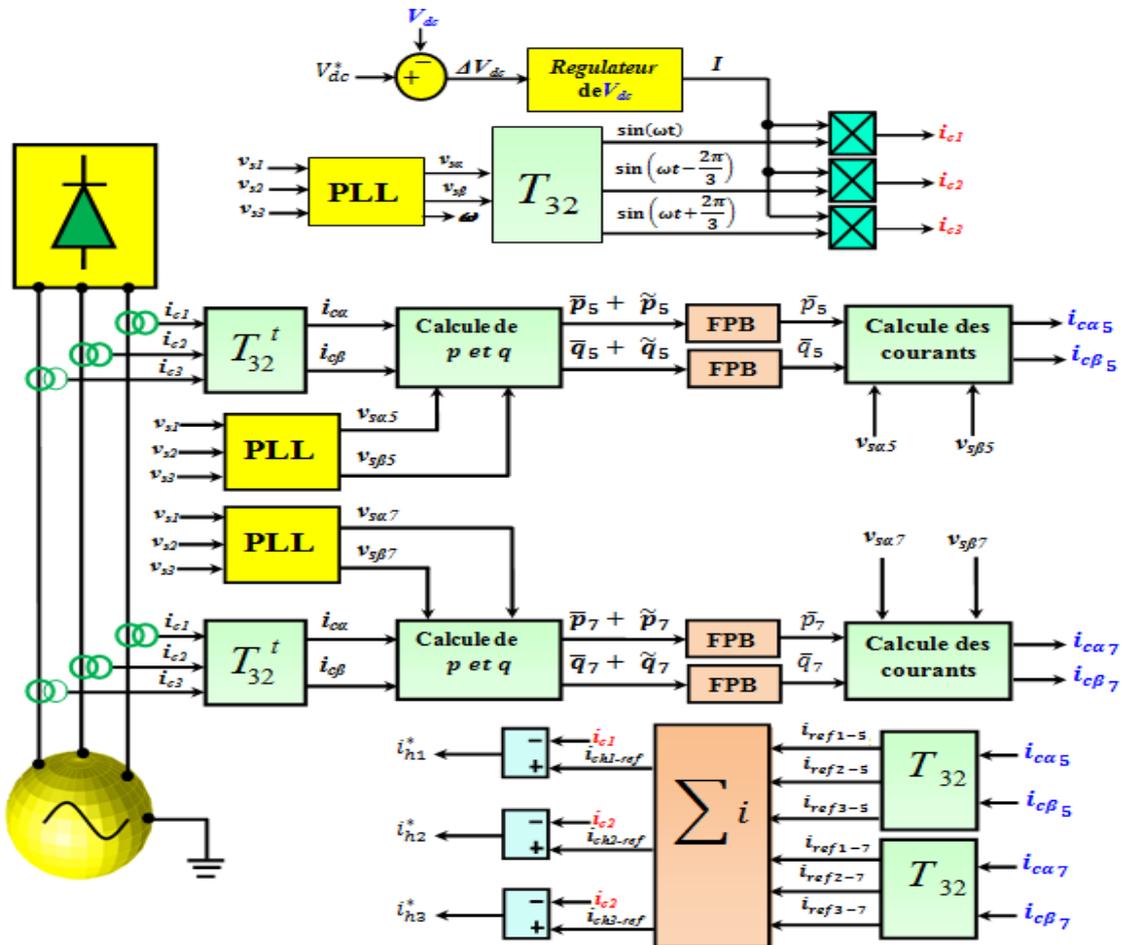


Figure. IV.21. Diagramme d'identification sélective des harmonique 5^{th} et 7^{th} par la théorie des ($p-q$)

IV.3.2. Extraction sélective des harmoniques par la méthode (p - q) modifiée

Le principe de la méthode instantanée active et réactive (p - q) modifiée consiste à extraire directement, via un FMV, (sans utiliser les filtres passe bas ou passe haut) les composantes actives et réactives de l'harmonique désiré à filtrer [83], et après avoir extrait ces composantes de puissance, on aura les courants harmoniques de référence. Les courants de la charge et la tension du réseau ont les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{c1} \sin(\omega t - \phi_1) + I_{c5} \sin(-5\omega t - \phi_5) + I_{c7} \sin(7\omega t - \phi_7) + \dots \\ I_{c1} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_1) + I_{c5} \sin(-5\omega t - \frac{5 \times 2\pi}{3} - \phi_5) + I_{c7} \sin(7\omega t - \frac{7 \times 2\pi}{3} - \phi_7) + \dots \\ I_{c1} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi_1) + I_{c5} \sin(-5\omega t + \frac{5 \times 2\pi}{3} - \phi_5) + I_{c7} \sin(7\omega t + \frac{7 \times 2\pi}{3} - \phi_7) + \dots \end{bmatrix} \quad (IV.46)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega t - \phi_1) \\ V \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_1) \\ V \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (IV.47)$$

Les puissances instantanées actives et réactives sont calculées par l'expression suivante (comme le cas du filtrage actif global):

$$\begin{cases} p = [v_s]^t \cdot [i_c] = v_\alpha \cdot i_{c\alpha} + v_\beta \cdot i_{c\beta} \\ q = [v_s]^t \wedge [i_c] = v_\alpha \cdot i_{c\beta} - v_\beta \cdot i_{c\alpha} \end{cases} \quad (IV.48)$$

Les puissances réelles et imaginaires peuvent être séparées en leurs composantes continues (\bar{p}_h, \bar{q}_h), et en leurs composantes alternatives (\tilde{p}_h, \tilde{q}_h) de la façon suivante :

$$\begin{cases} p = \bar{p}_1 + \tilde{p}_h \\ q = \bar{q}_1 + \tilde{q}_h \end{cases} \quad (IV.49)$$

Les informations sur la valeur efficace et la phase du courant harmonique de rang h à extraire sont contenues dans les grandeurs alternatives \tilde{p} et \tilde{q} . Les grandeurs continues de la puissance active et réactive sont correspondent à la composante fondamentale continues de \bar{p}_1 et \bar{q}_1 . Ces dernières peuvent être exprimés par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \bar{p}_1 = 3.V_1.I_1.\cos(\phi_1 - \phi_1) \\ \bar{q}_1 = 3.V_1.I_1.\sin(\phi_1 - \phi_1) \end{cases} \quad (IV.50)$$

Les composante alternative de la puissance active et réactive correspondent aux harmoniques de courant d'ordre $h=6n-1$, leurs pulsations de propagation sont ($\omega_h=-h\omega$).

$$\begin{cases} \tilde{p}_h = p_5 + p_{11} + p_{17} + \dots + p_h \\ \tilde{q}_h = q_5 + q_{11} + q_{17} + \dots + q_h \end{cases} \quad (IV.51)$$

Pour le système direct, l'ordre des harmoniques est $h=6n+1$, leurs pulsations de propagations sont $(\omega_h=+h\omega)$, la puissance instantanée $(p-q)$ qui correspond aux harmoniques directs d'ordre $h=6n$ ayant une fréquence de propagation $(\omega_h=+h\omega)$.

$$\begin{cases} \tilde{p}_h = p_7 + p_{13} + p_{19} + \dots + p_h \\ \tilde{q}_h = q_7 + q_{13} + q_{19} + \dots + q_h \end{cases} \quad (IV.52)$$

La Figure. IV.22 montre la transformation du système du courant de charge dans l'espace de puissance instantanée $(p-q)$.

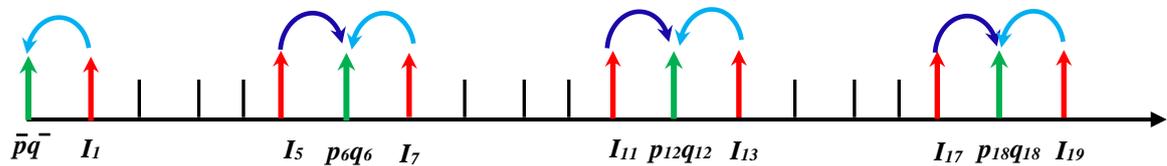


Figure. IV.22. Transformation du spectre du courant de la charge

Les spectres harmoniques du courant et des puissances instantanées actives et réactives qui correspondent à ces courants harmoniques sont montrés dans la Figure. IV.23.

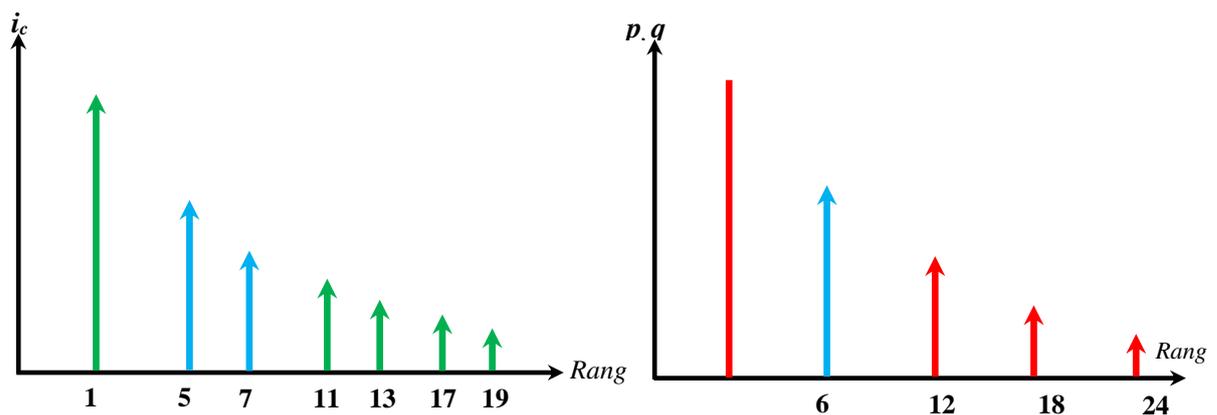


Figure. IV.23. Spectre du courant de charge et des puissances instantanées $p-q$

Pour séparer la composante harmonique du courant désiré à filtrer, nous avons séparé la composante de la puissance active et réactive qui correspond à chaque harmonique. Pour cela nous avons utilisé le FMV. Ce dernier ayant l'aptitude d'extraction des composantes alternatives de la puissance active et réactive de chaque harmonique sélectionné à filtrer.

Après avoir les composantes de puissances harmoniques, nous pouvons extraire le courant harmonique désiré à filtrer.

IV.3.2.1. Identification du courant harmonique d'ordre 5th

L'harmonique de rang 5th a une fréquence $\omega_5 = -5\omega$ se transforme dans l'espace de puissance active et réactive et change sa fréquence $\omega_5 = -6\omega$ [78].

$$\begin{cases} p = \bar{p}_1 + p_5 + p_7 + p_{11} + p_{13} + q_{17} \dots + p_h \\ q = \bar{q}_1 + q_5 + q_7 + q_{11} + q_{13} + q_{17} + \dots + q_h \end{cases} \quad (IV.53)$$

La composante de la puissance active et réactive qui correspond au courant harmonique d'ordre 5th est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} p_5 = 3.V_1.I_{c5} \cdot \cos(6\omega t - \varphi_1 - \phi_5) \\ q_5 = 3.V_1.I_{c5} \cdot \sin(6\omega t - \varphi_1 - \phi_5) \end{cases} \quad (IV.54)$$

Pour extraire les deux composantes active et réactive, il suffit d'utiliser un seul filtre multivariable, son pulsation de coupure est égale $\omega_c = -6\omega$ et un gain $K_5=20$, et fait passer les composantes de puissance active et réactive montrées par l'équation (IV.7) sur le FMV.

Les deux composantes de puissance active et réactive à la sortie du FMV sont réécrites par les équations suivantes :

$$p_5 = K_5 \cdot \frac{(s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} p(s) + \frac{6K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} q(s) \quad (IV.55)$$

$$q_5 = K_5 \cdot \frac{-6K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} p(s) + K_5 \frac{(s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 36\omega^2} q(s) \quad (IV.56)$$

Le courant harmonique de référence de rang 5th sur l'axe diphasé de Concordia (α - β) est calculé comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 5-ref} \\ i_{\beta 5-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_5 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (IV.57)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ref\ 5-1} \\ \mathbf{i}_{ref\ 5-2} \\ \mathbf{i}_{ref\ 5-3} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha 5-ref} \\ \mathbf{i}_{\beta 5-ref} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.58})$$

IV.3.2.2. Identification de l'harmonique d'ordre 7th

Le courant harmonique de rang 7th a une fréquence $\omega_7 = 7\omega$ va se transformer dans l'espace de puissance active et réactive (p - q) et change sa fréquence $\omega_7 = 6\omega$.

La composante de la puissance active et réactive qui correspond au courant harmonique d'ordre 7th est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} p_7 = -3.V_1.I_{c7} \cdot \cos(6\omega t - \phi_1 - \phi_7) \\ q_7 = 3.V_1.I_{c7} \cdot \sin(6\omega t - \phi_1 - \phi_7) \end{cases} \quad (\text{IV.59})$$

Le filtre multivariable fait l'extraction sélective de la composante active et réactive qui correspond courant harmonique d'ordre 7th, donc ses expressions sont réécrites comme suite :

$$p_7 = \left(\frac{K_7}{s} [p(s) - q_7] - \frac{6\omega}{s} q(s) \right) \quad (\text{IV.60})$$

$$q_7 = \left(\frac{K_7}{s} [q(s) - q_7] + \frac{6\omega}{s} p(s) \right) \quad (\text{IV.61})$$

Les courants diphasés après le filtrage sont donnés par l'équation (IV.61)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha 7-ref} \\ \mathbf{i}_{\beta 7-ref} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{1}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_7 \\ q_7 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.62})$$

La transformée de Concordia inverse du courant harmonique de références de l'équation (IV.62) nous a permis de calculer le courant harmonique de référence d'ordre 7th.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{7-ref1} \\ \mathbf{i}_{7-ref2} \\ \mathbf{i}_{7-ref3} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha 7-ref} \\ \mathbf{i}_{\beta 7-ref} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.63})$$

Le Digramme d'identifications sélectives simultanées des courants harmoniques 5th et 7th par la méthode de puissance instantanée modifiée est montré dans la Figure.IV.24.

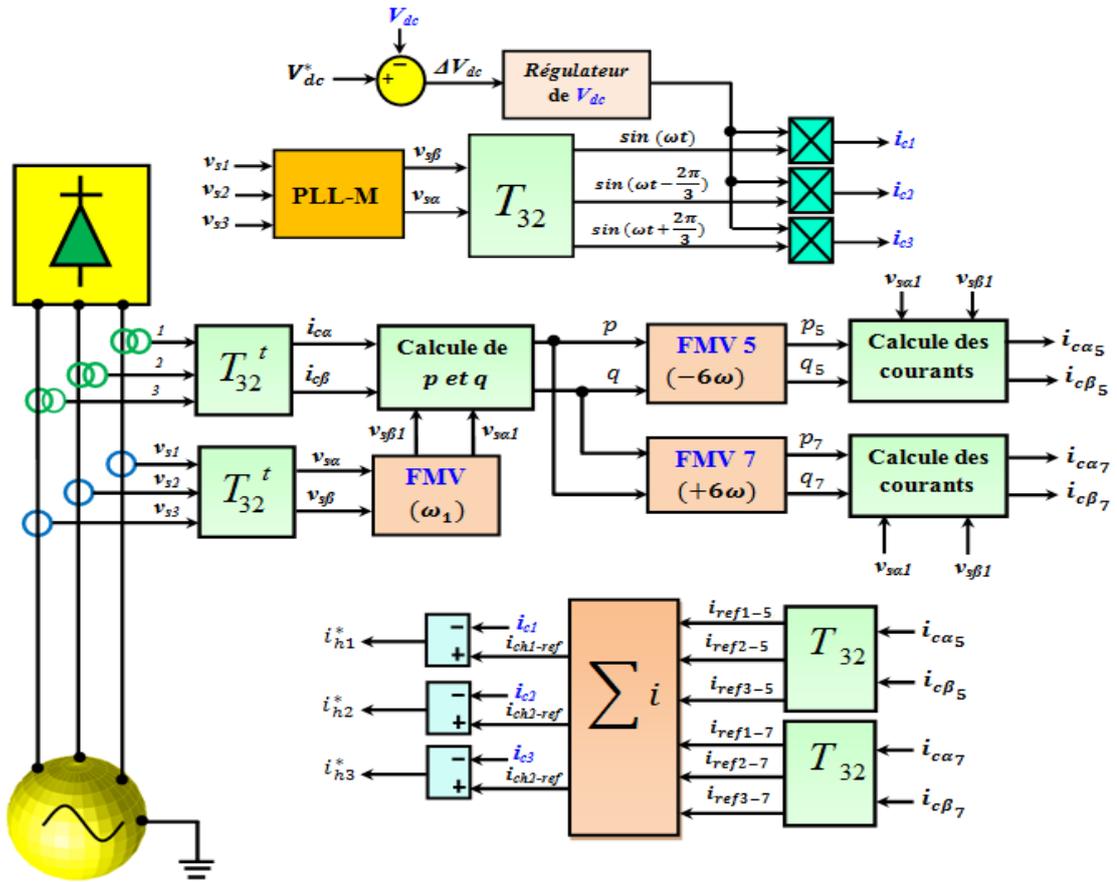


Figure. IV.24. Diagramme d'identification des courants 5th, 7th par la méthode (p-q) modifiée

IV.2.3. Comparaison entre la méthode (p-q) classique et modifiée

D'après le diagramme d'identification sélective simultanée triphasée des harmoniques 5th et 7th, pour les deux algorithmes de puissance instantanée active et réactive classique et modifiée, on peut constater que la méthode (p-q) modifiée est mieux que la méthode (p-q) classique, parce que la méthode (p-q) modifiée utilise un seul FMV pour un seul harmonique isolé (avantage économique), un seul block de calcul des puissances active et réactive pour tous les harmoniques sélectionnés, aussi un seul block de calcul du courant (temps de calcul réduit), le nombres de transformée de Concordia et transformée inverse de Concordia sont réduit de moitié par rapport la méthode (p-q) classique.

En plus la méthode modifiée utilise un circuit PLL robuste. Le résultat de comparaison est montré dans le Tableau.IV.3.

5 th + 7 th	N° Filtre	N° T C	C puissance	C Current	N PLL
(p-q)	4 FPB	4	2	2	3PLL classique
(p-q-M)	2 FMV	2	1	1	1PLL robuste

Tableau. IV.3. Comparaison entre la méthode (p-q) classique et modifiée

IV.3.4. Résultats de simulation de la méthode $(p-q)$ modifiée

Par voie de simulation, nous avons examiné les performances de la méthode de puissance instantanée modifiée pour une compensation sélective des harmoniques d'ordre 5^{th} et 7^{th} .

Le modèle de simulation que nous avons pris est celle utilisé dans le filtrage actif global, avec les mêmes paramètres. Les tensions du réseau sont prises équilibrés et sinusoïdales.

On remarque que la puissance de l'harmonique 5^{th} est extraite par le FMV. La capacité du FMV à extraire la composante active et réactive de l'harmonique 5^{th} est bien illustrée sur la Figure.IV.25. Le temps de réponse est d'environ $0.02s$.

On peut dire que FMV, développé pour extraire la fondamentale et les harmonique sur l'axe $(\alpha-\beta)$, est capable d'extraire les composantes harmoniques de puissances dans l'espace de puissance active et réactive $(p-q)$ comme le montre la Figure.IV.26.

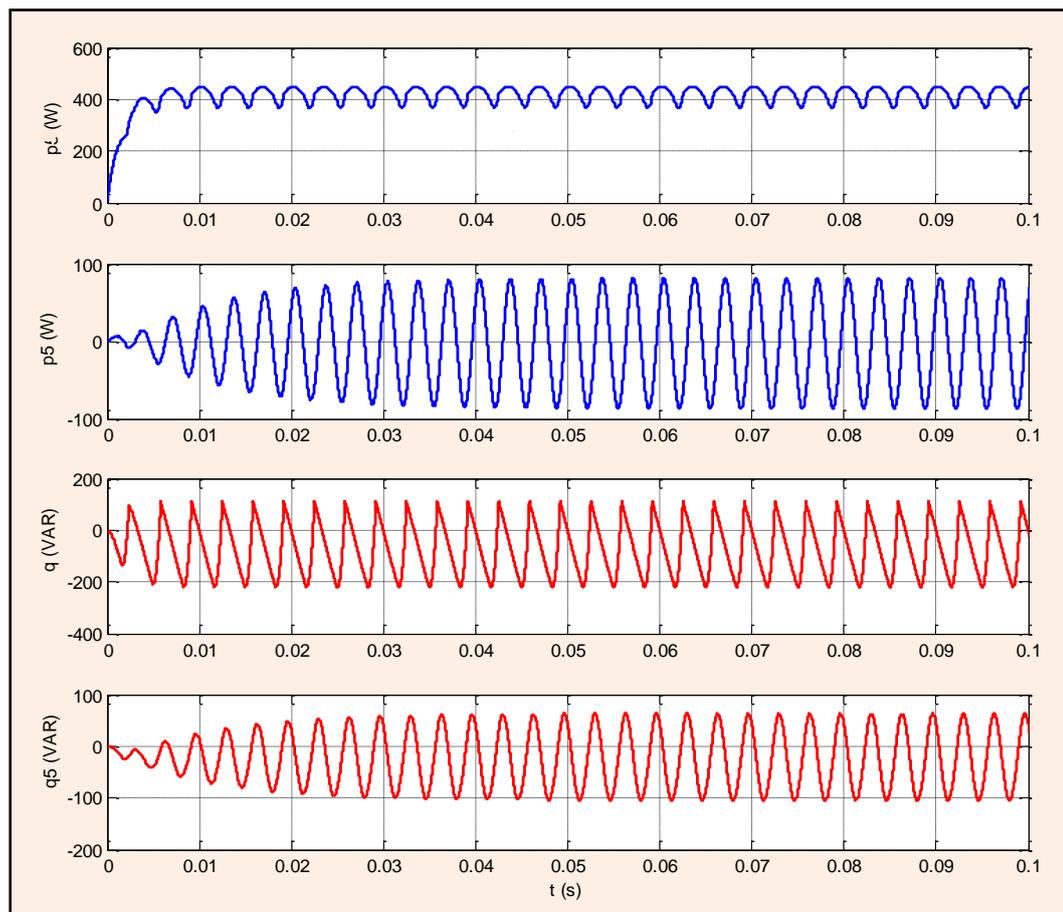


Figure. IV.25. Isolation de la puissance active et réactive de l'harmonique 5^{th}

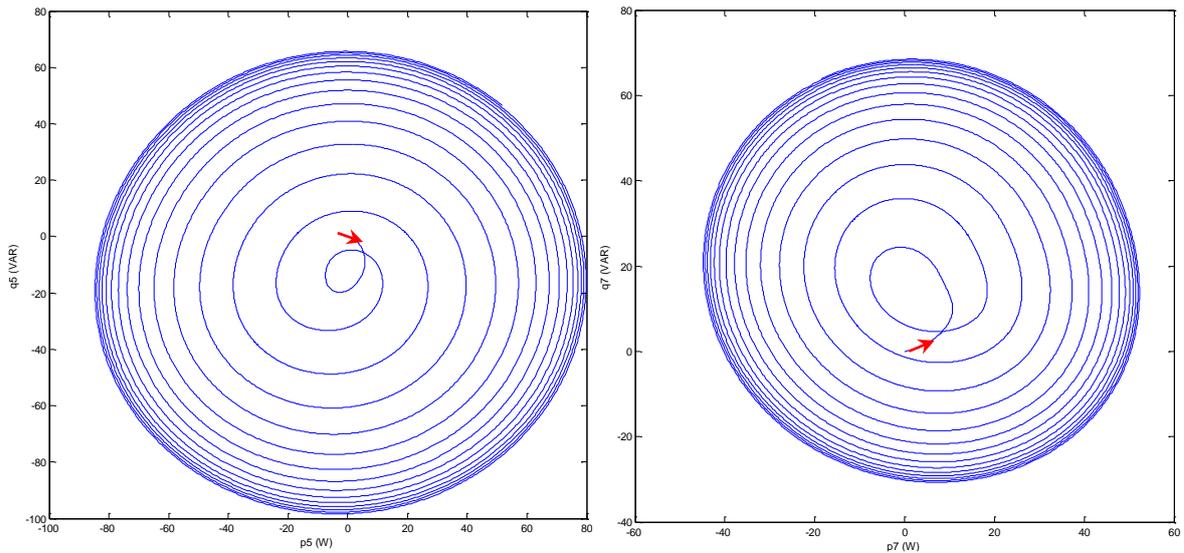


Figure. IV.26. Représentation de la puissance réactive en fonction de la puissance active des harmoniques 5^{th} et 7^{th} dans l'espace de puissances ($p-q$)

La Figure. IV.(27-28) montre l'effet positif de la compensation sélective simultanée des deux premiers harmoniques 5^{th} et 7^{th} , nous avons présenté sur cette figure le courant de la charge de la première phase (i_{c1}), le courant du réseau après le filtrage (i_{s1}), le courant injecté par le filtre actif (i_{f1}) et la tension du bus continu (V_{dc}).

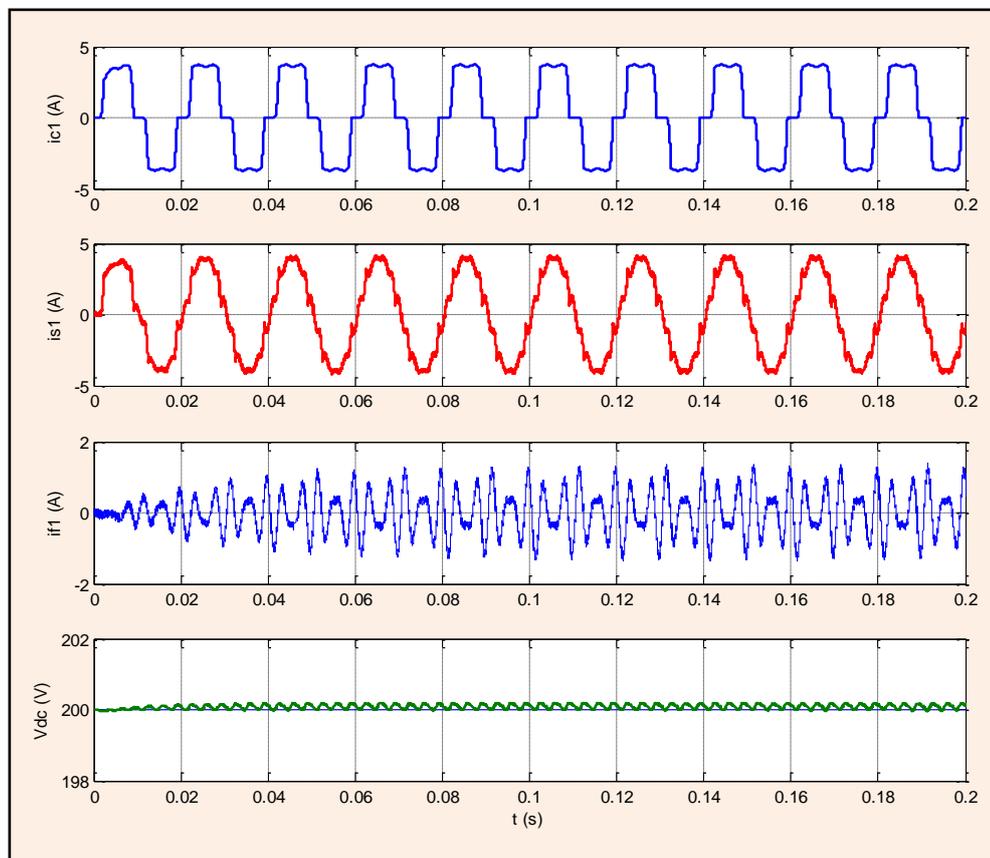


Figure. IV.27. Compensation sélective simultanée des harmoniques 5^{th} et 7^{th}

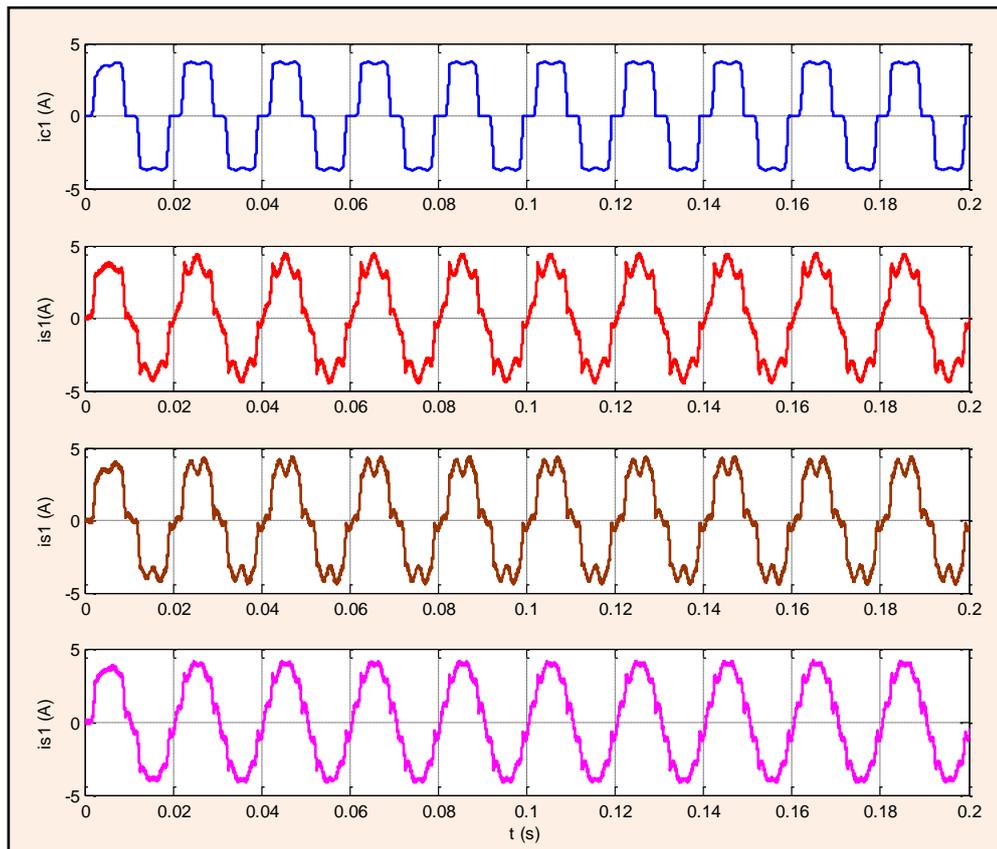


Figure. IV.28. Compensation individuel et simultané des harmoniques 5^{th} et 7^{th}

D'après les formes d'ondes de ces trois courants, on remarque que la forme d'onde du courant de réseau est proche d'une sinusoïdale. Le temps de réponse est faible, sa valeur est de $0.02s$, les puissances réactives en fonction des puissances actives correspondent aux harmoniques 5^{th} et 7^{th} sont représentées par la Figure. IV.27. La tension V_{dc} reste constante (faible fluctuation) autour de sa valeur de référence ($V_{dc} = 200V$).

Si on veut procéder une compensation active sélective avec ordre successif des harmoniques, on remarque une amélioration successive de la forme d'onde du courant de réseau comme le montre la Figure. IV.28.

L'efficacité du filtrage sélectif est apparue sur les taux de distorsion total du courant de réseau $THDi_s$ avant et après le filtrage actif sélectif des harmoniques sélectionnés comme le montre la Figure. IV.29. Le taux de distorsion avant filtrage est 24.96% , il devient 20.15% après le filtrage individuel de l'harmonique 7^{th} , et 11.87% après le filtrage individuel de l'harmonique 5^{th} , il prend la valeur 8.67% après le filtrage sélectif simultané des deux harmoniques.

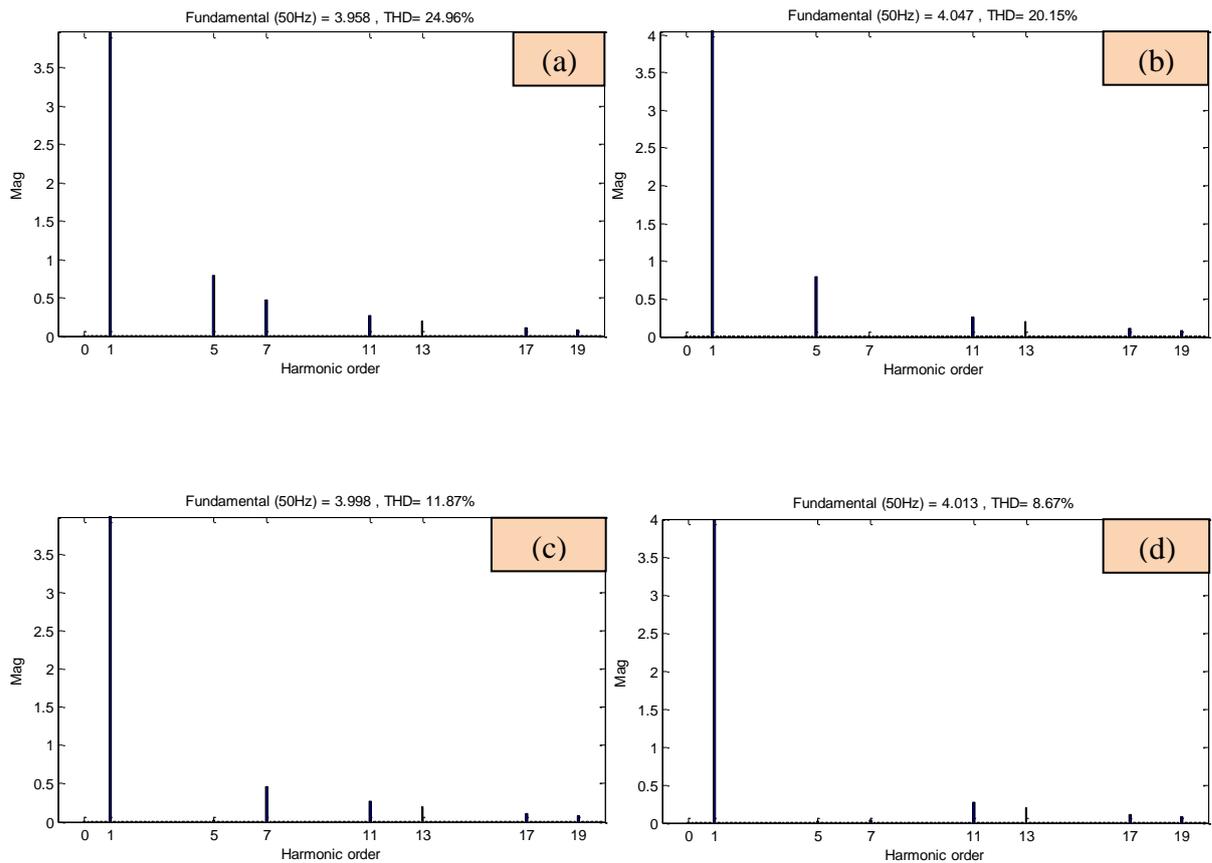


Figure. IV.29 (a-d). Spectres du courant de réseau avant et après le filtrage des harmoniques 5^{th} et 7^{th}

Le taux d'atténuation de l'harmonique 5^{th} passe de 19.50% avant le filtrage à 0.43% après le filtrage, il passe de 11.80% à 0.27% pour l'harmonique d'ordre 7^{th} comme le montre le Tableau. IV.4.

On conclut que l'objectif de compensation sélective par cette nouvelle méthode est atteint et les deux composantes harmoniques dominantes du courant de charge sont atténuées, les valeurs de THD obtenues respectent bien les exigences imposées par la norme *CEI 61000*.

harmoniques	$I_h\%Av$ FA	$I_h\%AP$ FA	THD $i_s\%$ AV FA	THD $i_s\%$ AP FA
5^{th}	19,50%	0.43%	24.96%	11.87%
7^{th}	11,80%	0.27%	24.96%	20.15%
$5^{th} + 7^{th}$	/	/	24.96%	8.67%

Tableau. IV.4. Taux d'atténuation des harmoniques 5^{th} et 7^{th} pour une charge inductive

La Figure. IV.30 présente le comportement du filtre actif en présence d'une charge fortement capacitive, à l'instant $0.1s$, on insère un condensateur $C_d=95\mu F$. On remarque que la forme d'onde du courant de source est déformé, mais le filtre actif a pu de filtrer le courant

harmonique d'ordre 5^{th} . Le THD du courant de source de la première phase du réseau passe de 74.10% à 38.21% comme le montre la Figure. IV.32.(a, c), le taux d'atténuation de cet harmonique passe de 63.37% à 0.05% après le filtrage du courant harmonique d'ordre 5^{th} .

Dans le cas d'un filtrage actif sélectif simultanées des deux courants harmoniques, nous avons remarqué, à l'instant d'insertion du condensateur, que la forme d'onde du courant de réseau est déformé, donc l'amplitude du courant injecté par le filtre actif est augmentée, aussi la tension du bus continu V_{dc} présente des fluctuations comme le montre la Figure. IV.31.

Le taux de distorsion harmonique THD du courant de source passe de 74.10% à 14.82%. En plus les harmoniques 5^{th} et 7^{th} sont présentés dans le spectre harmonique du courant de source après le filtrage comme la montre la Figure. IV.32.(a, d).

Les taux d'atténuations des deux courants harmoniques est passé de 63.37% à 7.26% pour le courant harmonique d'ordre 5^{th} et passe de 38.12% à 8% pour l'harmonique 7^{th} . Les résultats obtenus sont récapitulés dans Tableau. IV.5, dans ce cas, on peut constater qu'en présence d'une charge capacitive, il faut fournir au filtre actif une puissance suffisante pour compenser l'augmentation des amplitudes des courants harmoniques qu'on veut filtrer.

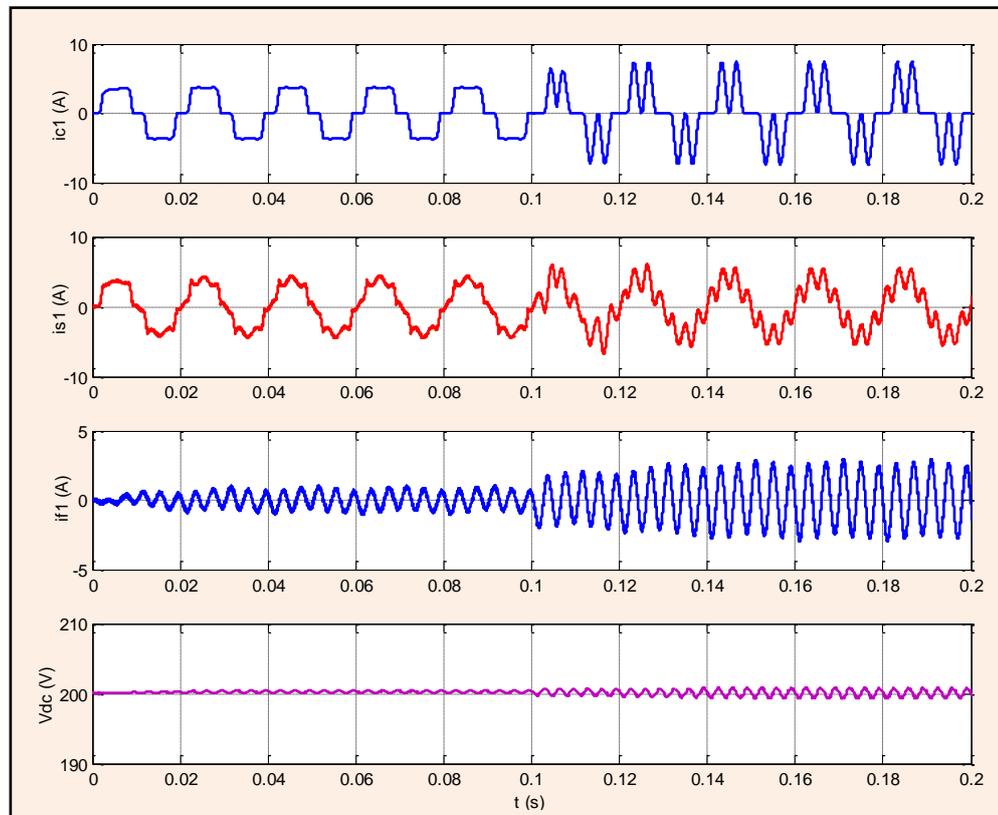


Figure. IV.30. Compensation individuel du courant harmoniques d'ordre 5^{th}

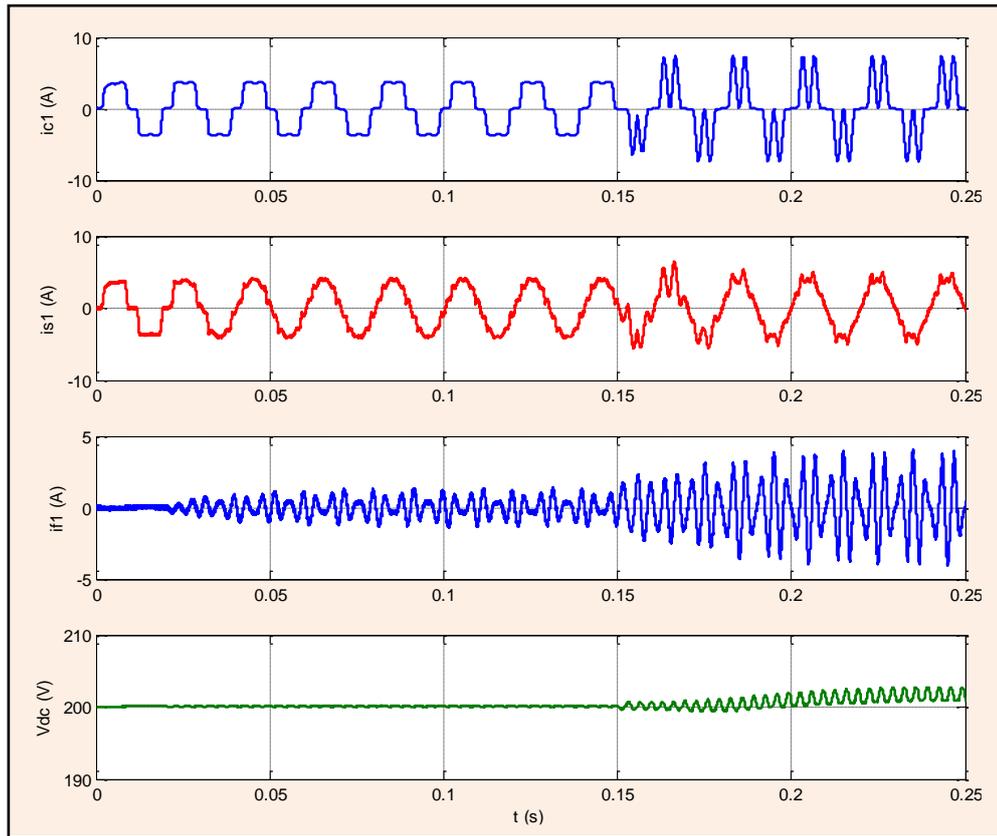


Figure. IV.31. Impact d'une charge fortement capacitive sur qualité du filtrage sélective

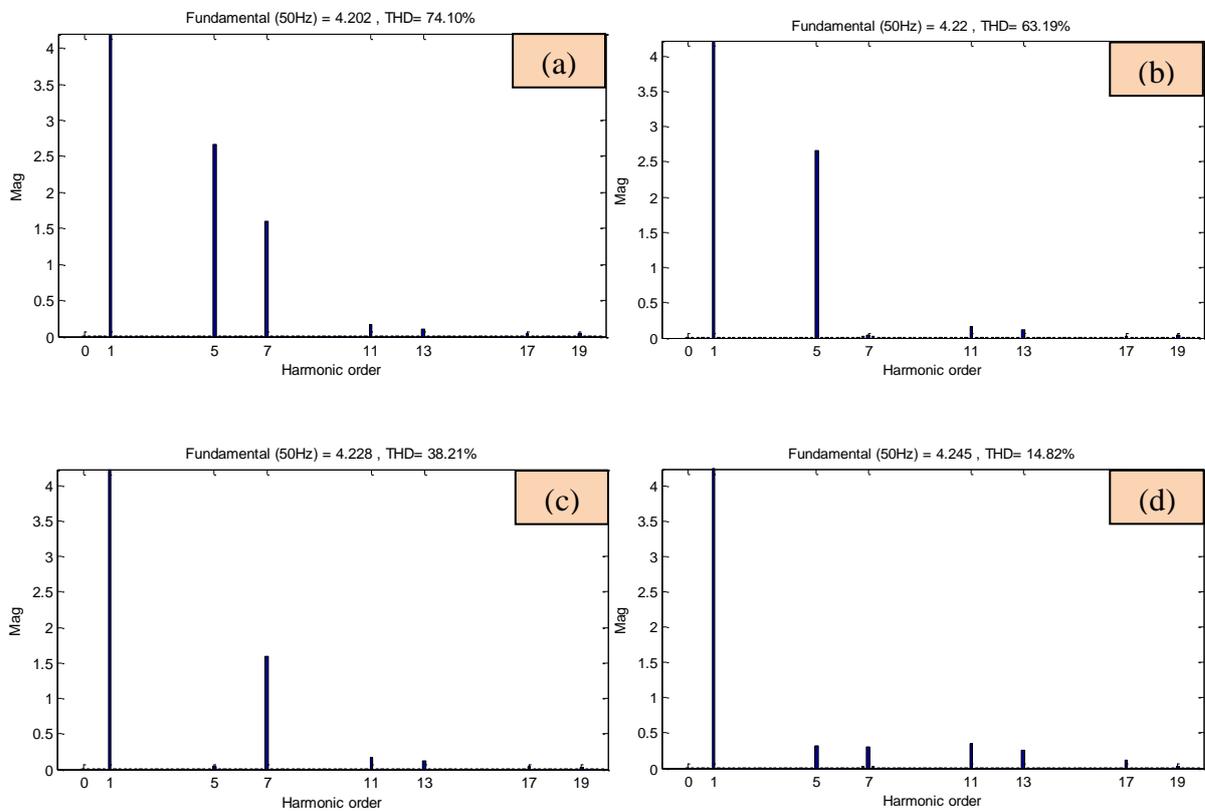


Figure. IV.32 (a-d). Spectres du courant de réseau avant et après le filtrage des harmoniques 5th et 7th

Harmoniques	I_5 %	I_7 %	THD i_s % AP FA
aucun harmonique filtré	63.37%	38.12%	74.10%
I_7 filtré	62.97 %	0.18%	63.19%
I_5 filtré	0.05%	37,85%	38.21%
I_5 et I_7 filtrés	7.26%	8%	14.82%

Tableau. IV.5.Taux d'atténuations des harmoniques 5th et 7th pour une charge capacitive

IV.4.Filtrage actif parallèle monophasé par action sélective

Cette partie est consacrée à l'application de ce type de filtrage actif pour le cas d'un système d'alimentation monophasé, et comme nous avons montré que le filtrage actif sélectif est convient mieux pour filtrer les harmoniques basses fréquences et par conséquence réduire la taille du filtre actif [4]. Les deux techniques d'identifications sélectives modifiées des harmoniques de référence pour un système de filtrage actif sélectif triphasé sont généralisées maintenant pour un système de filtrage actif parallèle monophasé. Les deux techniques considérées en mode de filtrage actif sélectif dans un système monophasé sont :

1. Méthode de puissance instantanée modifiée ($p-q$)
2. Méthode de référentiel synchrone de Park modifiée ($d-q$)

IV.4.1. Filtrage actif sélective monophasé à base de la méthode ($p-q$) modifiée.

Le principe de la méthode de puissance instantanée ($p-q$) modifiée dans un système de filtrage actif parallèle monophasé, consiste à extraire les composantes de la puissance active et réactive relative à l'harmonique du courant désiré à extraire [124], [4].

Dans un système monophasé, les harmoniques du courant de charge peuvent être représentés par la formule suivante ($2K+1$), avec $K = 0 \dots n$, donc la série des courants harmoniques dans un système monophasé inclue le courant harmonique d'ordre 3th et les courants harmoniques multiple de 3th comme le montre l'équation (IV.64).

$$i_c = i_1 + i_3 + i_5 + i_7 + i_9 + i_{11} \dots i_n \quad (n=1 \dots N) \quad (\text{IV.64})$$

Dans un système monophasé, on trouve deux sous systèmes direct et inverse, les courants harmoniques du système direct et inverse ayant une pulsation d'ordre ($1+4\varepsilon K$) donc pour un système direct $\varepsilon = 1$, et pour un système inverse $\varepsilon = -1$. Avec $K=1 \dots n$.

Donc la pulsation de propagation des harmoniques de courant du système direct et inverse sont donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{ca} = i_1 + i_5 + i_9 + \dots \cdot i_h & \text{si } h = (1 + 4n) \\ i_{ci} = i_3 + i_7 + i_{11} + \dots \cdot i_h & \text{si } h = |(1 - 4n)| \end{cases} \quad (\text{IV.65})$$

La puissance active et réactive est calculée après la création des composantes imaginaires de la tension du réseau $v_{s\beta}$ et du courant de charge $i_{c\beta}$ sur l'axe $(\alpha-\beta)$, on déphase le signal du courant et de la tension par 90° comme le montre les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_c(\omega t - \theta) \\ i_c(\omega t - \theta - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.66})$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s(\omega t - \varphi) \\ v_s(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.67})$$

Les puissances active et réactive calculés peuvent être décrites par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha 1} & v_{s\beta 1} \\ -v_{s\beta 1} & v_{s\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.68})$$

$$\begin{cases} p = \bar{p}_1 + p_3 + p_5 + p_7 + \dots \cdot p_h \\ q = \bar{q}_1 + q_3 + q_5 + q_7 + \dots \cdot q_h \end{cases} \quad (\text{IV.69})$$

D'après l'équation (IV.69), on remarque que la puissance active et réactive sont décomposés en deux parties, une composante constante et une composante alternative, la partie constante est relative à la composante du fondamental, par contre la partie alternative est relative aux courants harmoniques

La transformation du courant de charge dans l'espace de puissance instantanée active et réactive est illustrée par la Figure.IV.33. Dans l'espace de puissances active et réactive, le courant fondamental va se transformer en composante constante dans l'espace de puissance, par contre les courants harmoniques changent leurs pulsations de propagations ($\pm 4\omega h$).

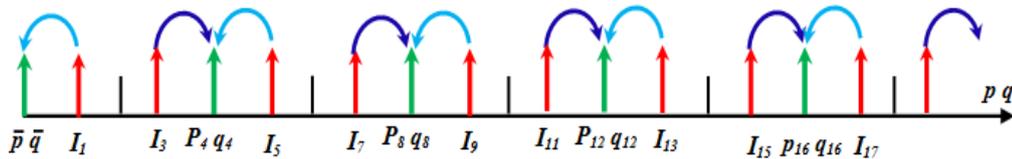


Figure. IV.33. Transformation du courant de charge vers l'espace de puissance ($p-q$)

La représentation spectrale du courant de charge et de la puissance active et réactive de charge est montrée dans la Figure.IV.34.

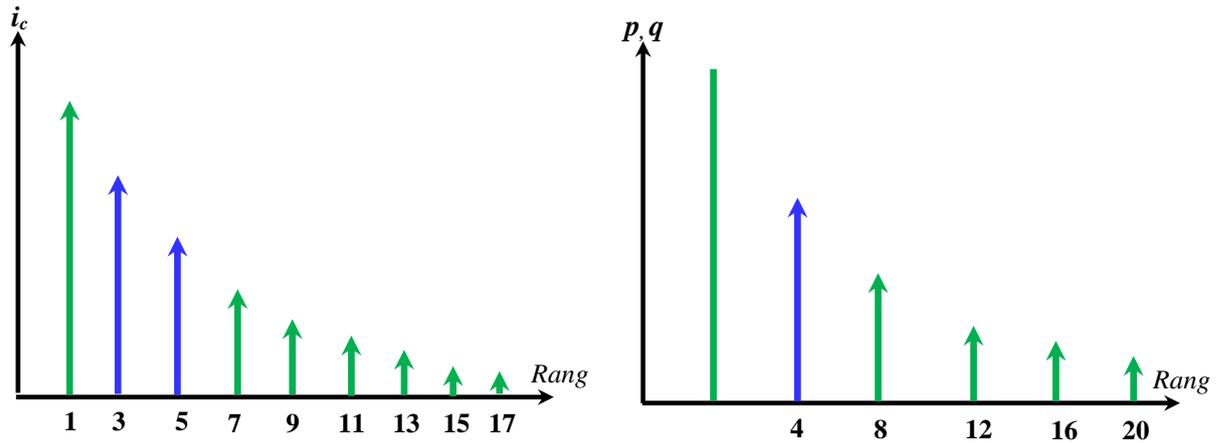


Figure. IV.34. Spectre harmonique du courant et puissances de la charge

Pour identifier un courant harmonique d'ordre quelconque, il suffit d'utiliser un filtre multivariable, dont la pulsation de coupure est ajustée sur la pulsation de propagation du courant harmonique ciblé dans l'espace de puissance instantanée active et réactive ($p-q$).

Le filtre multivariable sera utilisé pour extraire la composante fondamentale et les composantes harmoniques dans l'axe de Concordia ($\alpha-\beta$), et comme la puissance active et réactive sont trouvés en quadrature. Nous pouvons utiliser le filtre multivariable pour extraire la composante active et réactive relative à l'harmonique du désiré à filtrer.

IV.4.1.1. Identification du courant harmonique d'ordre 3th

L'harmonique d'ordre 3th du courant de charge est un harmonique inverse dans le système monophasé, dans l'espace de puissance instantanée active et réactive il est transformé en composante harmonique avec une pulsation de propagation ($\omega_c = -4\omega$), il suffit de passer les deux composantes de puissance active et réactive sur un filtre multivariable pour extraire la puissance active et réactive relative à l'harmonique d'ordre 3th, les équations reliant les entrées et les sorties du filtre multivariable sont donnés comme suite :

$$p_3(s) = \frac{K_3 \cdot (s + K_3)}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} p(s) + \frac{4K_3\omega}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} q(s) \quad (\text{IV.70})$$

$$q_3(s) = \frac{-4K_3\omega}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} p(s) + K_3 \frac{(s + K_3)}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} q(s) \quad (\text{IV.71})$$

Les équations (IV.70-71) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$p_3(s) = \left(\frac{K_3}{s} [p(s) - p_3(s)] + \frac{4\omega}{s} q_3(s) \right) \quad (\text{IV.72})$$

$$q_3(s) = \left(\frac{K_3}{s} [q(s) - q_3(s)] - \frac{4\omega}{s} p_3(s) \right) \quad (\text{IV.73})$$

À partir des équations (IV.72) et (IV.73), on peut calculer le courant harmonique de référence de rang 3th dans l'axe de Concordia (α - β) comme le montre l'équation (IV.74).

$$\begin{bmatrix} i_{c3\alpha} \\ i_{c3\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha 1}^2 + v_{s\beta 1}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha 1} & -v_{s\beta 1} \\ v_{s\beta 1} & v_{s\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_3 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.74})$$

La composante du courant sur $i_{c3\beta}$ n'intervient pas dans le résultat de calcul du courant harmonique de référence d'ordre 3th comme le montre l'équation (IV.75).

$$i_{c3-ref} = \frac{1}{v_{s\alpha 1}^2 + v_{s\beta 1}^2} (v_{s\alpha 1} \cdot p_3 - v_{s\beta 1} \cdot q_3) \quad (\text{IV.75})$$

IV.4.1.2. Identification du courant harmonique d'ordre 5th

L'harmonique d'ordre 5th du courant de charge est harmonique direct dans le système monophasé, il va se transformer dans l'espace de puissance instantanée active et réactive en une composante harmonique avec une pulsation de propagation ($\omega_c = +4\omega$), il suffit de passer les deux composantes active et réactive sur un filtre multivariable pour extraire la puissance active et réactive qui correspond cet harmonique, les deux expressions du filtre multivariable qui reliant les entrées et les sorties sont données comme suite :

$$p_5(s) = \frac{K_5 \cdot (s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} p(s) - \frac{4K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} q(s) \quad (\text{IV.76})$$

$$q_5(s) = \frac{4K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} p(s) + K_5 \frac{(s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} q(s) \quad (\text{IV.77})$$

Après l'obtention des composantes de puissance active et réactive relative à l'harmonique du courant d'ordre 5th, on peut calculer les composantes de référence de ce courant harmonique sur l'axe de Concordia (α - β) comme le montre l'équation (IV.78).

$$\begin{bmatrix} i_{c5\alpha} \\ i_{c5\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha 1}^2 + v_{s\beta 1}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha 1} & -v_{s\beta 1} \\ v_{s\beta 1} & v_{s\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_5 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.78})$$

Le courant harmonique de référence d'ordre 5th est calculé en prend uniquement la composante du courant $i_{c5\alpha}$. Donc le courant harmonique de référence d'ordre 5th est donné par l'équation suivante :

$$i_{c5-ref} = \frac{1}{v_{s\alpha 1}^2 + v_{s\beta 1}^2} (v_{s\alpha 1} \cdot p_5 - v_{s\beta 1} \cdot q_5) \quad (IV.79)$$

Dans le cas où il ya une identification simultanée des courants harmoniques 3th et 5th, il suffit d'additionner les courants harmoniques de références pour chaque harmonique, en ajoutant la composante du courant i_{co} nécessaire pour réguler la tension du bus V_{dc} dans le résultat final comme suite:

$$i_{ch}^* = i_{c3-ref} + i_{c5-ref} + i_{co} \quad (IV.80)$$

Le diagramme d'identification sélective simultanée des harmoniques d'ordre 3th et 5th est bien illustré dans la Figure.IV.35.

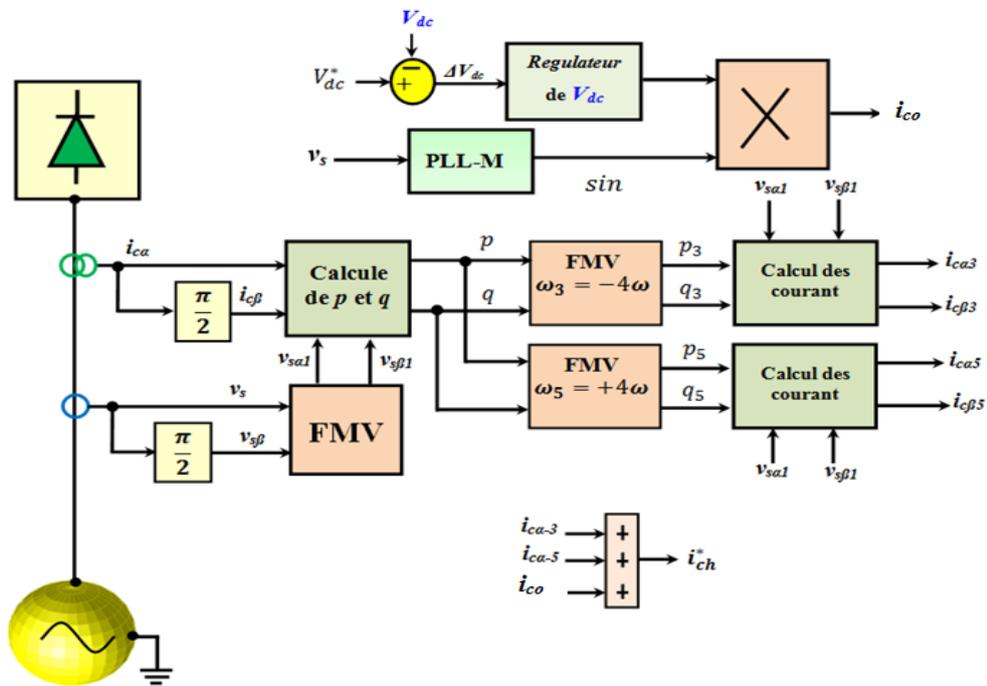


Figure. IV.35. Diagramme d'identification sélectif monophasé par la méthode (p-q) modifiée

IV.4.2. Identification sélective des harmoniques par la méthode (d-q) modifiée en monophasé.

Dans un système de filtrage actif parallèle monophasé, on peut extraire les courants harmoniques de références de façon sélective à l'aide de la méthode classique de référentiel synchrone de Park (d-q), le principe d'extraction sélectif des courants harmoniques en monophasé est consiste à transposer les courants de charge dans un axe rotationnel quadrature (d-q) tournant avec une vitesse angulaire relative à l'harmonique à extraire. L'identification sélectif d'un courant harmonique d'ordre quelconque dans un axe rotationnel (d-q)

fondamental est n'est pas faisable par la méthode classique ($d-q$) [122], mais avec la méthode ($d-q$) modifiée, on peut extraire n'importe quel courant harmonique.

Comme nous avons mentionnée précédemment dans la méthode d'extraction sélective des harmoniques par la méthode ($p-q$) modifiée, le courant de charge dans l'axe ($d-q$) modifiée peut se décompose en deux composantes (constante et alternative) comme le montre l'équation (IV.82).

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \tag{IV.81}$$

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \tag{IV.82}$$

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_{d1} + \tilde{i}_{d3} + \tilde{i}_{d5} + \tilde{i}_{d7} + \tilde{i}_{d9} + \dots \tilde{i}_{dh} \\ i_q = \bar{i}_{q1} + \tilde{i}_{q3} + \tilde{i}_{q5} + \tilde{i}_{q7} + \tilde{i}_{q9} + \dots \tilde{i}_{qh} \end{cases} \tag{IV.83}$$

Où \bar{i}_q, \bar{i}_d Composantes du courant fondamentale.

\tilde{i}_q, \tilde{i}_d : Composantes des courants harmoniques.

D'après l'équation (IV.83), on peut constater que le courant fondamental se transforme en composante constante dans l'espace ($d-q$) fondamental et les courants harmoniques du courant de charge changent leurs pulsations de propagations, ils auront des pulsations d'ordres ($\pm 4k\omega$), les Figures. IV.(36-37) illustrent comment les courants harmoniques de charge changent leurs pulsations de propagations dans l'espace ($d-q$) fondamental.

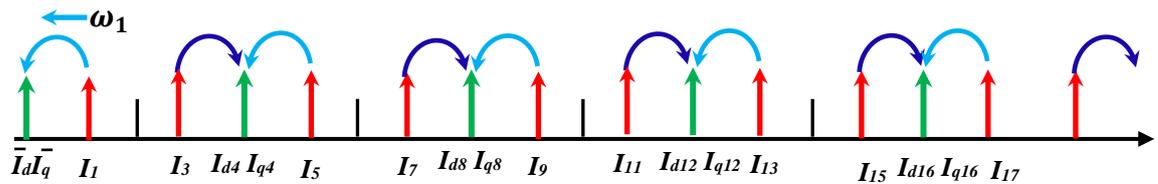


Figure. IV.36. Transformation du courant de charge dans l'espace ($d-q$) fondamental

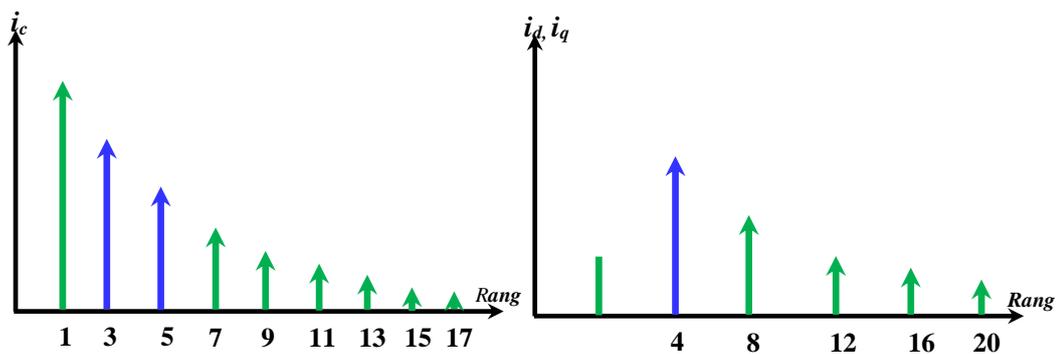


Figure. IV.37. Transformation du spectre du courant de charge dans l'espace ($d-q$) fondamental

Pour extraire un courant harmonique d'ordre quelconque, il suffit d'utiliser un filtre multivariable pour extraire le courant harmonique désiré à filtrer dans l'espace diphasé rotationnel ($d-q$). La capacité du filtre multivariable à extraire les composantes du courant harmonique ciblé est considérée comme l'avantage majeur de ce filtre.

IV.4.2.1. Identification sélectif du courant harmonique d'ordre 3th

Le courant harmonique d'ordre 3th dans un système monophasé est un harmonique inverse, il va se transformer dans l'espace des courant ($d-q$) fondamental en composante harmonique et change sa pulsation de propagation ($\omega_3 = -4\omega$). Pour séparer cette composante de l'autres composantes il suffit de passer les courants diphasés de l'axe ($d-q$) fondamental de l'équation (IV.83) sur un filtre multivariable, dont la pulsation de coupure est fixé ($\omega_c = -4\omega$). Les équations du FMV qu'ils régissent cette extraction sont réécrites comme suite :

$$i_{d3}(s) = \frac{K_3 \cdot (s + K_3)}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} i_d(s) + \frac{4K_3\omega}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} i_q(s) \quad (\text{IV.84})$$

$$i_{q3}(s) = \frac{-4K_3\omega}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} i_d(s) + K_3 \frac{(s + K_3)}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} i_q(s) \quad (\text{IV.85})$$

Le circuit du FMV qui réalise la tâche d'extraction sélective de l'harmonique d'ordre 3th sur l'axe du référentiel synchrone ($d-q$) modifiée est montré par la Figure.IV.38.

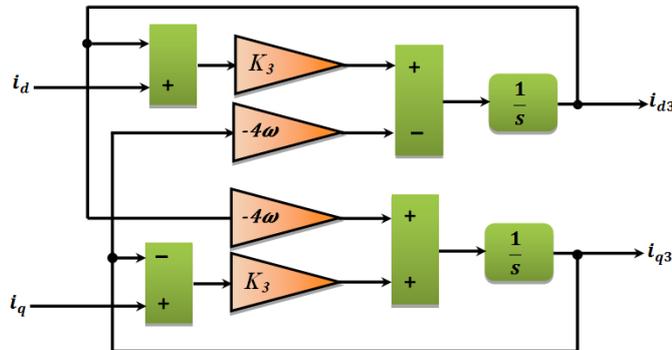


Figure. IV.38. Circuit du FMV pour extraire l'harmonique 3th sur l'axe ($d-q$) fondamental

Une fois le courant harmonique d'ordre 3th extraite sur l'axe ($d-q$) fondamental, on va appliquer la transformée inverse vers l'espace de Concordia ($\alpha-\beta$) par la matrice de transition inverse $P(\omega t)^{-1}$ pour avoir la composante du courant harmonique de référence, par conséquent le courant harmoniques sont montrés par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha-3} \\ i_{c\beta-3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.86})$$

La composante imaginaire du courant de référence $i_{c\beta-3}$ n'a pas pris dans le résultat final, donc on peut prendre uniquement la composante réelle comme le montre l'expression suivante :

$$i_{c3\alpha-ref} = i_{d3} \cdot \cos(\omega t) + \sin(\omega t) \cdot i_{q3} \quad (IV.87)$$

Après l'addition de la composante du courant actif nécessaire pour réguler la tension bus continue V_{dc} du condensateur C_{dc} , on peut calculer le courant harmonique de référence final comme le montre l'équation (IV.88).

$$i_3^* = i_{c3\alpha-ref} + i_{co} = i_{d3} \cdot \cos(\omega t) + \sin(\omega t) \cdot i_{q3} + i_{co} \quad (IV.88)$$

IV.4.2.2. Identification sélectif du courant harmonique d'ordre 5th

Le courant harmonique d'ordre 5th dans un système monophasé se comporte comme un harmonique direct dans un système monophasé, il se transforme dans l'espace des courants fondamental ($d-q$) en composante alternative (harmonique) ayant une pulsation de propagation ($\omega_5 = +4\omega$), l'extraction de cet harmonique se fait en utilisant un filtre multivariable, dont sa pulsation de coupure est ajustée par $\omega_c = +4\omega$ et le gain du FMV est fixé $K_5=20$, donc le circuit du filtre multivariable relative à l'harmonique du courant d'ordre 5th est montré dans la Figure. IV.39.

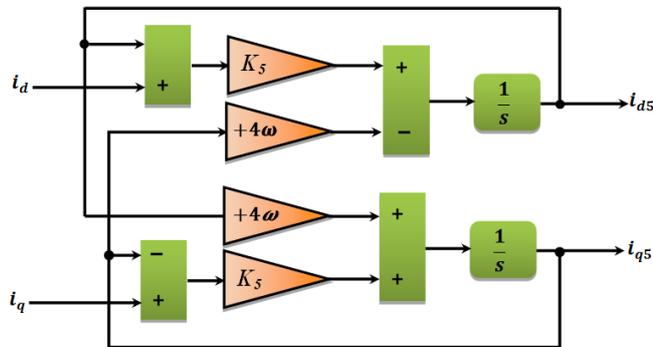


Figure. IV.39. Circuit du FMV pour extraire l'harmonique 5th sur l'axe ($d-q$) fondamental

Dans la sortie du filtre multivariable, nous obtenons le courant de référence relative à l'harmonique d'ordre 5th dans l'axe fondamental ($d-q$), les équations régissant les entrées et les sorties du filtre multivariable sont réécrites comme suite :

$$i_{d5}(s) = \frac{K_5 \cdot (s + K_5)}{(s + K_3)^2 + 16\omega^2} i_d(s) - \frac{4K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} i_q(s) \quad (IV.89)$$

$$i_{q5}(s) = \frac{4K_5\omega}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} i_d(s) + K_5 \frac{(s + K_5)}{(s + K_5)^2 + 16\omega^2} i_q(s) \quad (IV.90)$$

En utilisant la matrice de transition inverse $P(\omega t)^{-1}$, on peut calculer le courant harmonique de référence sur l'axe Concordia (α - β) comme le montre l'équation (IV.91).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha-5} \\ i_{c\beta-5} \end{bmatrix} = P(\omega t)^{-1} \begin{bmatrix} i_{d5} \\ i_{q5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d5} \\ i_{q5} \end{bmatrix} \quad (IV.91)$$

Le courant harmonique de référence d'ordre 5th est obtenu après l'addition de la composante du courant actif i_{co} du condensateur de bus continu C_{dc} , et par conséquent l'expression du courant de référence final est comme suite :

$$i_5^* = i_{d5} \cdot \cos(\omega t) + \sin(\omega t) \cdot i_{q5} + i_{co} \quad (IV.92)$$

Dans le cas où il y a une identification simultanée des harmoniques 3th et 5th, nous avons fait la somme des deux courants harmonique de référence sur l'axe d afin d'obtenir le courant harmonique de référence final comme suite :

$$i_h^* = \cos(\omega t) \cdot (i_{d3} + i_{d5}) + \sin(\omega t) \cdot (i_{q3} + i_{q5}) + i_{co} \quad (IV.93)$$

Le diagramme de la Figure. IV.40, illustre le principe d'identifications sélectives monophasé des deux courantes harmoniques 3th et 5th à base de la méthode (d - q) modifiée.

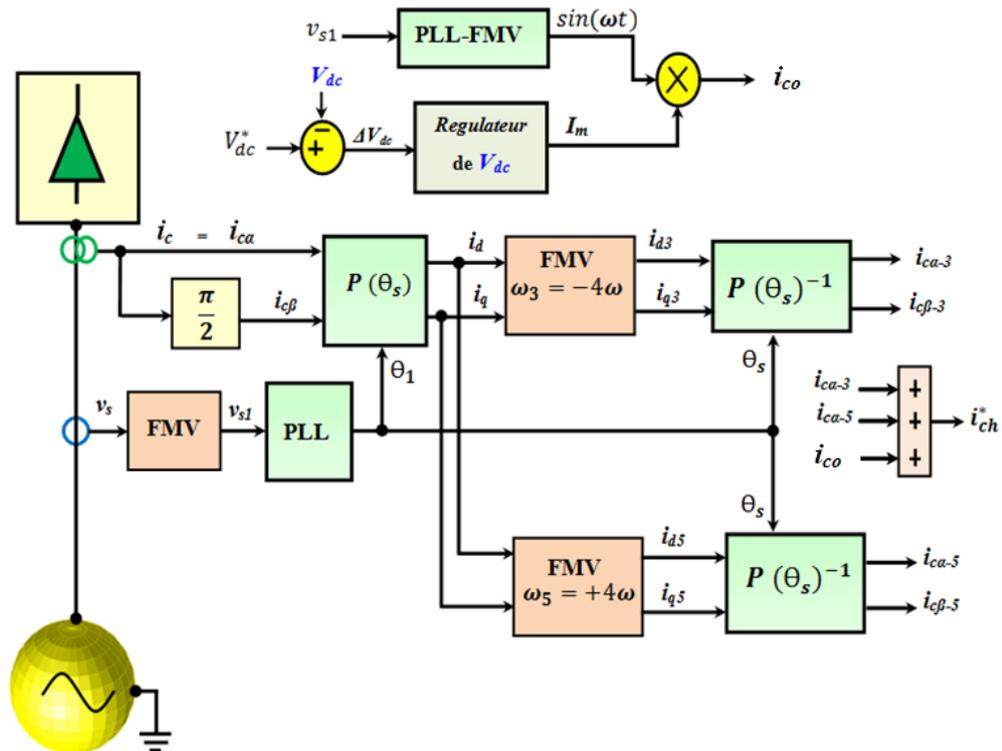


Figure. IV.40. Diagramme d'identification sélective monophasée par la méthode (d - q) modifiée

IV.4.3. Résultats de simulation du filtrage actif sélectif monophasé par la méthode de référentiel synchrone ($d-q$) modifiée.

Le système de puissance, pour lequel nous avons examiné cette méthode de compensation sélective des courants harmoniques 3^{th} et 5^{th} , est un pont redresseur monophasé à diode débitant sur une charge inductive, les paramètres de ce système sont les mêmes utilisés pour le cas du filtrage actif global monophasé.

Ce système sera testé dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats obtenus nous permettrons de quantifier et qualifier ce type de filtrage actif en monophasé.

La Figure. IV.41 montre les formes d'ondes de la tension de source v_s , du courant de charge i_c , du courant de source i_s , du courant de filtre i_f et de la tension du bus continu V_{dc} , d'après cette figure, on remarque que le courant de source après le filtrage du courant harmonique d'ordre 3^{th} est amélioré (rapproché à la forme d'onde sinusoïdal), la lecture du spectre harmonique du courant de source avant et après le filtrage, montré dans la Figure. IV.43 (a-c), illustre bien que le courant harmonique 3^{th} est bien compensé.

Le taux de distorsion total (THD) du courant de source passe de 25.03% à 13.94%, aussi le taux d'atténuation du courant harmonique passe de 20.1% à 0.59%. Donc la norme CEI 61000 est bien respectée.

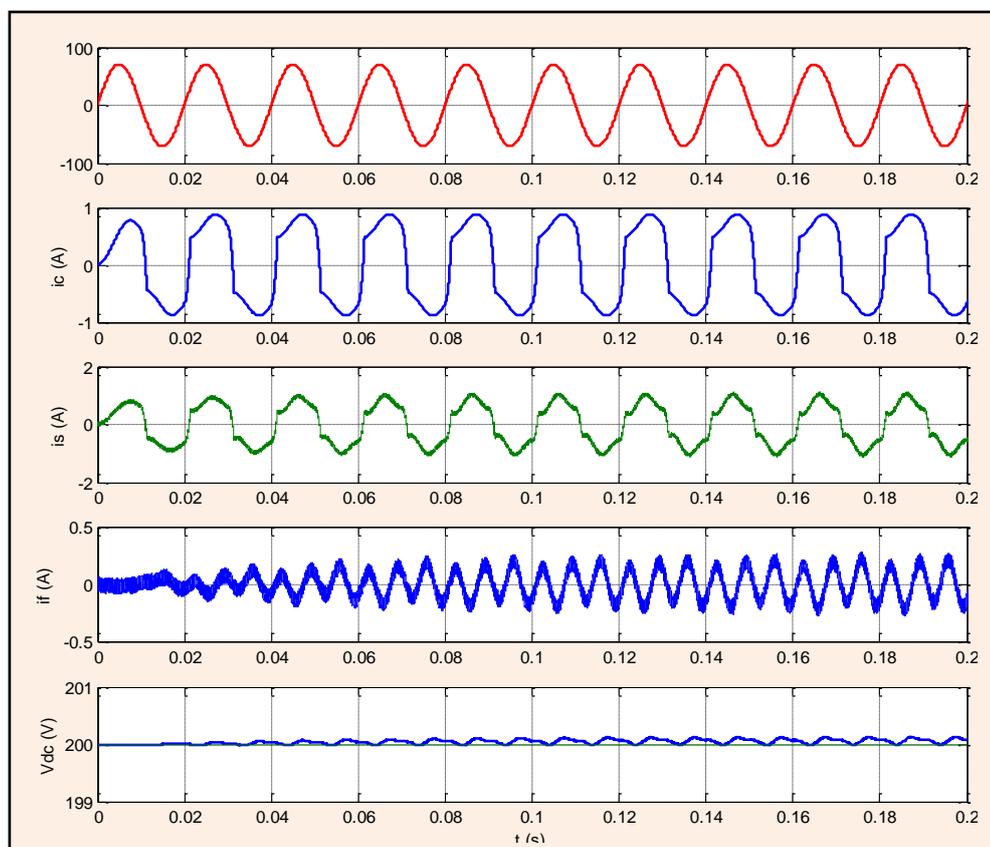


Figure. IV.41. Compensation individuel du courant harmonique d'ordre 3^{th}

Lorsque la commande du système du FAP est réglée pour compenser les deux premiers courants harmoniques 3^{th} et 5^{th} , on remarque d'après la Figure.IV.42 que le courant du réseau récupère sa forme d'onde sinusoïdale après la compensation des deux courants harmoniques, la qualité du filtrage est apparue sur le spectre du courant de source avant et après le filtrage des deux harmoniques. Le THD du courant de source passe de 25.03% à 9.10%.

Les taux d'atténuations des harmoniques ciblés à filtrer (3^{th} et 5^{th}) sont récapitulés dans le Tableau.IV.6, les résultats d'atténuation des deux premiers harmoniques sont conformes à la norme *CEI 61000*. Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'efficacité de cette technique à compenser les courants harmoniques de façon sélective dans un système d'alimentation électrique monophasé.

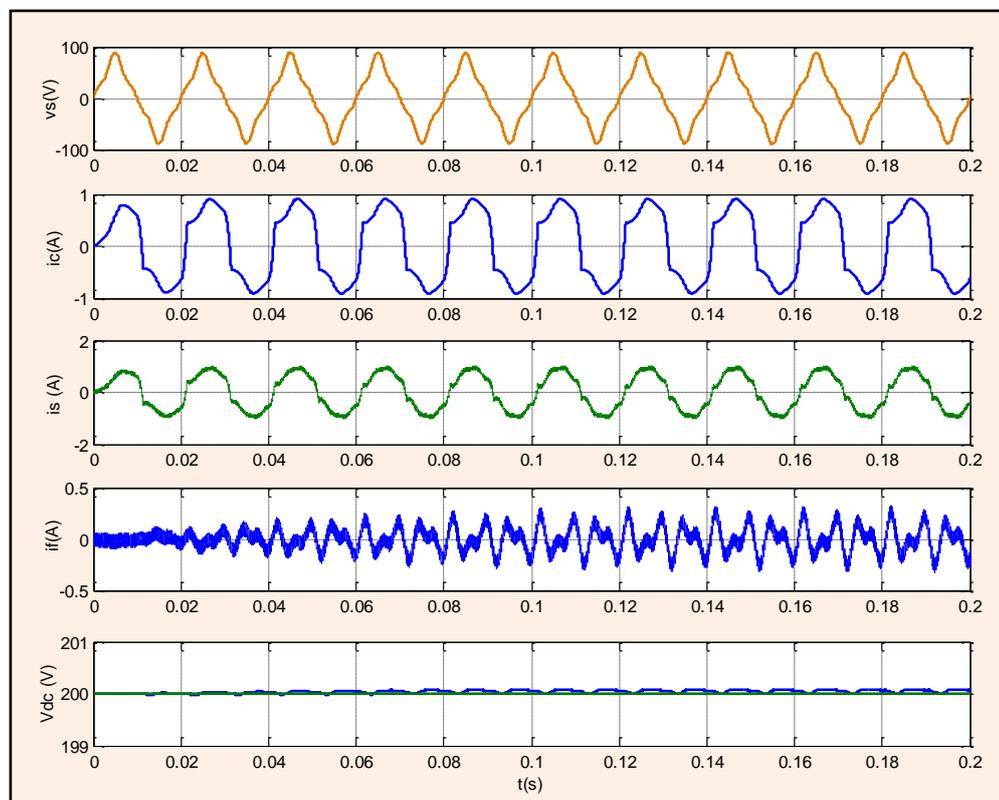


Figure. IV.42. Compensation sélective simultanée des harmoniques 3^{th} et 5^{th}

Harmoniques	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}
Pourcentages %	20,01%	11,33%	7,26%	4,85%	3,26%
Filtrage de I_3 %	0,59%	11,07%	7,12%	4,78%	2,32%
Filtrage de I_5 %	19,53%	0,21%	6,54%	4,51%	2,79%

Tableau. IV.6. Taux d'atténuation des harmoniques 3^{th} et 5^{th}

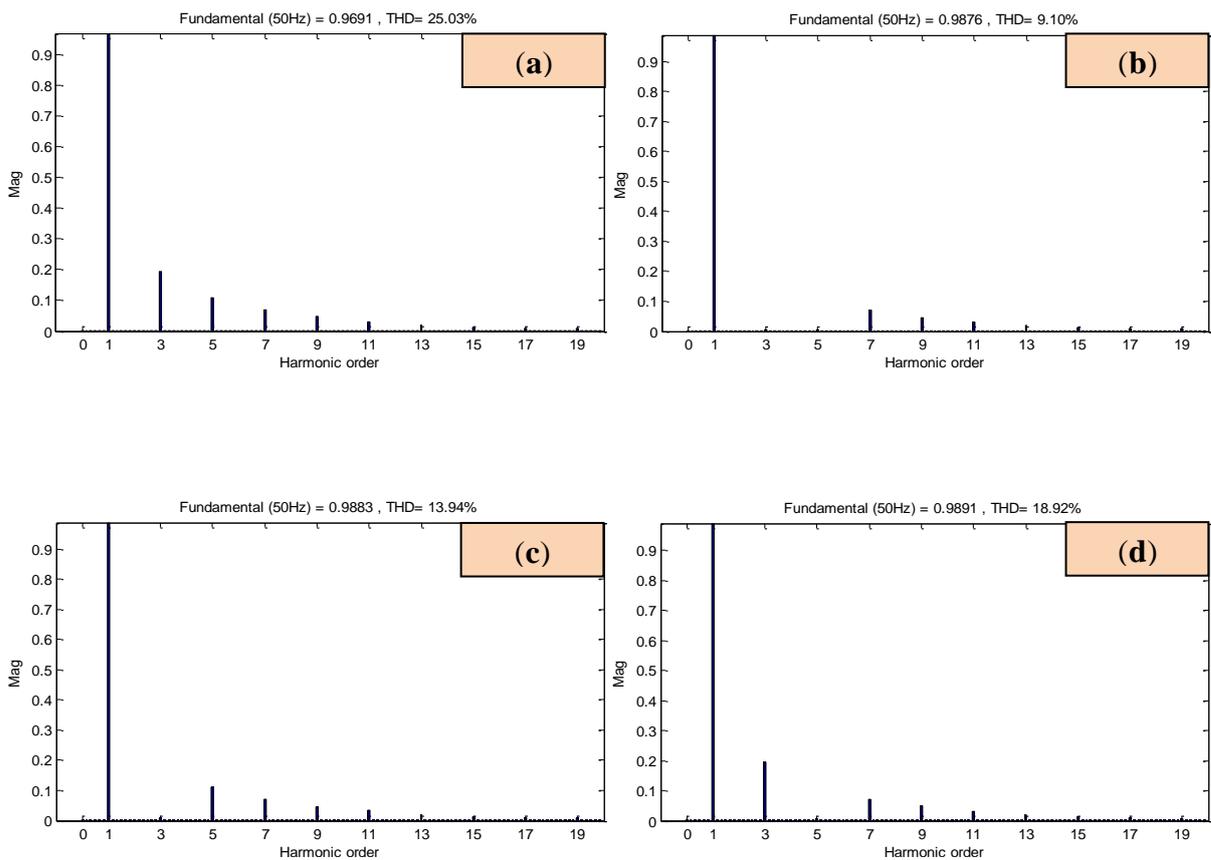


Figure. IV.43 (a-d). Spectre du courant de réseau avant et après le filtrage des harmoniques 3^h et 5^h

IV.5. Validation expérimentale des méthodes modifiées de compensation sélective en triphasé

Les méthodes de compensation sélective à base de la méthode $(p-q)$ modifiée et de la méthode $(d-q)$ modifiée sont validées pratiquement sur un banc d'essai expérimental dans le laboratoire des énergies renouvelable de l'université de Sétif, la compensation active sélective des courants harmoniques est réalisée dans réseau triphasé équilibrée basse tension. Les gains du filtre multivariables K_5 et K_7 sont fixés 100 pour des raisons pratiques.

La Figure. IV.44 illustre les formes d'ondes expérimentales des courants et tensions de la première phase du réseau (i_{c1} , v_{s1} , i_{s1} et i_{f1}), ces résultats sont obtenues par l'implémentation de la méthode du référentiel synchrone $(d-q)$ modifiée, ils permettent aussi d'évaluer les performances de la compensation active sélective des deux courants harmoniques 5^{th} et 7^{th} à l'aide de cette méthode modifiée.

On remarque que la forme d'onde du courant de source i_{s1} est rapprochée à la forme d'onde sinusoïdale après le filtrage des deux premiers courants harmoniques. Le taux de

distorsion total du courant de source THD i_{s1} est passé de 30.3% avant le filtrage à 9.9% après le filtrage, ce qui confirme les résultats obtenus par simulation.

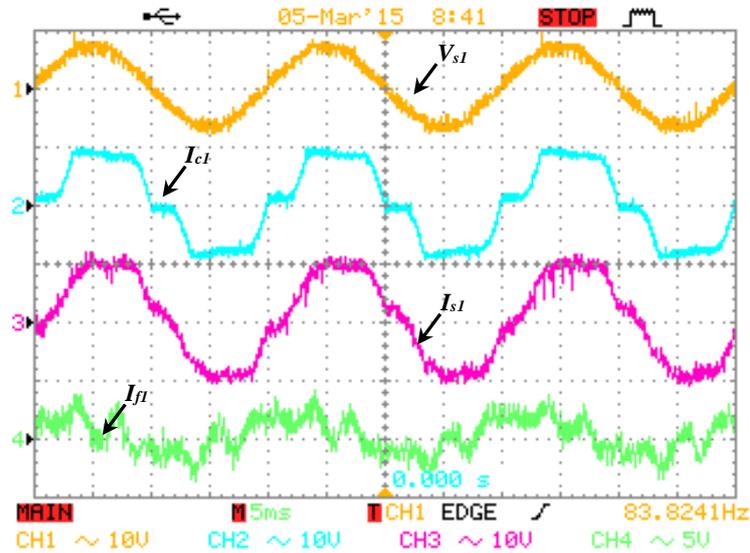


Figure. IV.44. Formes d'ondes des v_{s1} , i_{cl} , i_{s1} et i_{f1} après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th} par la méthode $(d-q)$ modifiée

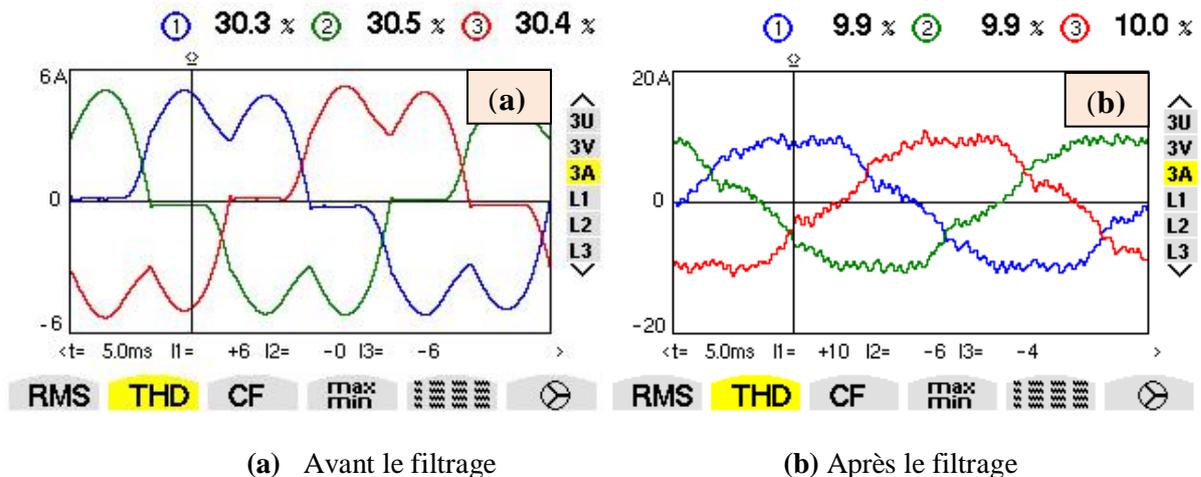


Figure. IV.45.(a-b) THD du courant de source après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th}

La Figure. IV.46 représente les formes d'ondes de la première phase obtenue par la méthode de puissance instantanée $(p-q)$ modifiée. On remarque que la forme d'onde du courant de source après le filtrage des deux premiers courants harmoniques 5^{th} et 7^{th} est rapprochée bien à la forme d'onde sinusoïde.

La Figure. IV.47 (a-b) montre que la THD du courant de source passe de 30.3% avant le filtrage à 8.9% après le filtrage des harmoniques 5^{th} et 7^{th} , ce qui confirme les résultats obtenus par simulation.

Le THD du courant de source obtenu, après le filtrage actif sélectif des deux premiers harmoniques, par la méthode $(p-q)$ modifiée est inférieur à la THD obtenu par la Méthode $(d-q)$ modifiée, ce résultat est en conformité avec les résultats de simulations.

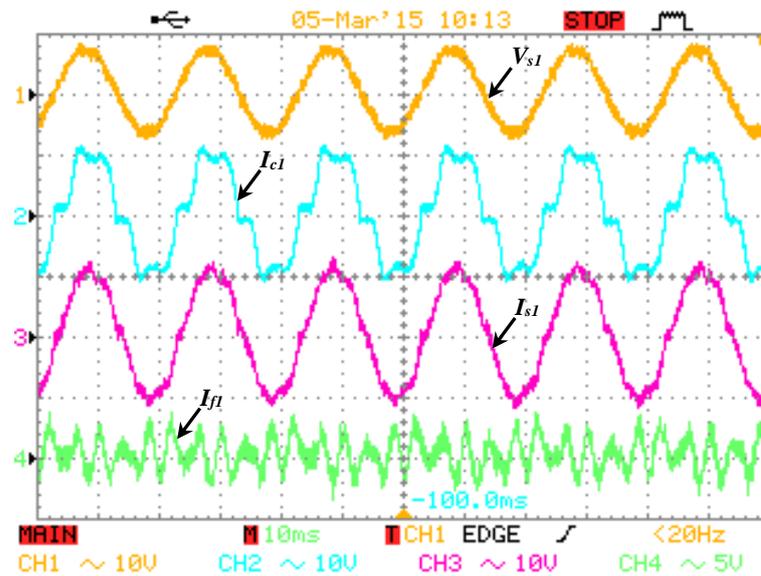


Figure. IV.46. Formes d'ondes des v_{s1} , i_{ci} , i_{sl} et i_{fl} , et après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th} par la méthode $(p-q)$ modifiée

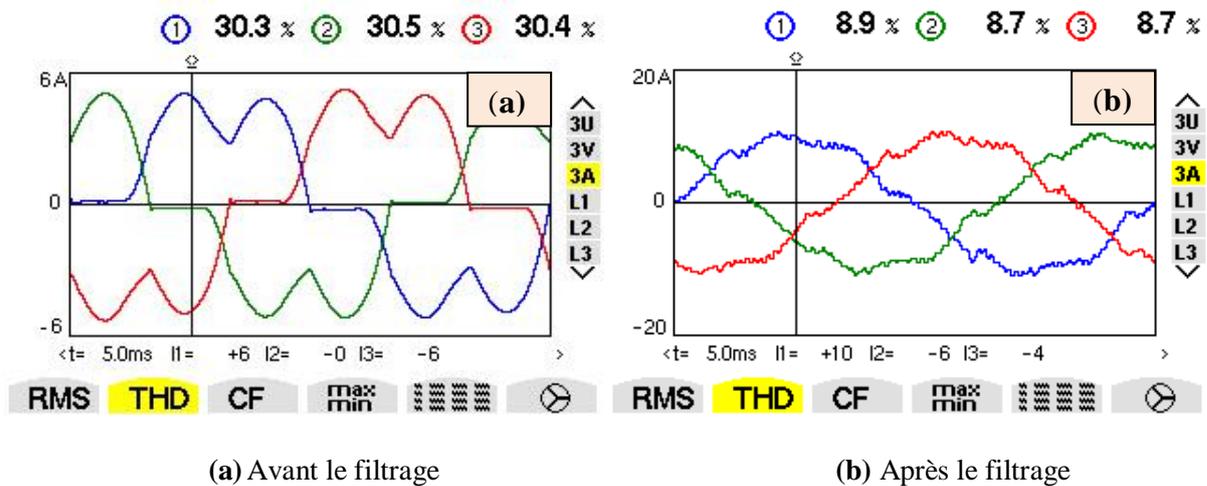


Figure. IV.47 (a-b). THD_{i_s} avant et après le filtrage sélectif des harmoniques 5^{th} et 7^{th}

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé le filtre actif parallèle pour compenser de manière sélective les courants harmoniques dominants, ce type de filtrage a été proposé pour minimiser la tension du bus continu V_{dc} et filtrer aussi les courants harmoniques gênants.

Cette solution est basée sur les méthodes d'identifications des courants harmoniques de références et convient pour les deux systèmes de filtrage actif triphasé et monophasé.

Nous avons montré que, le principe du filtrage actif sélectif repose sur la méthode d'identification des courants harmoniques de références, cette dernière doit être ajustée pour extraire les courants harmoniques désirés à filtrer. Pour cela, nous avons présenté deux méthodes d'extraction sélective à base d'un filtre multivariable, la première est basée sur la méthode de référentiel synchrone de Park ($d-q$) et la deuxième est basée sur la théorie des puissances instantanées ($p-q$), le principe d'extraction sélective des courants harmoniques par les deux méthodes modifiées a été discuté pour les deux systèmes triphasé et monophasé. Les deux méthodes modifiées apparaissent mieux que ses versions classiques de ces méthodes en termes de simplicité, nombre des filtres d'extractions, temps de calcul...etc.

Nous avons montré que le filtre multivariable est capable d'extraire les courants harmoniques non seulement dans l'espace de Concordia ($\alpha-\beta$), mais aussi dans l'espace de référentiel synchrone ($d-q$) et l'espace des puissances instantanés active et réactive ($p-q$). Cette constatation est le fruit de ce chapitre.

Les résultats de simulation d'un filtrage actif sélectif basé sur les méthodes d'identifications modifiées, pour filtrer les deux premiers harmoniques, dans un système triphasé et monophasé ont montré que :

1. Les courants harmoniques sont filtrés individuellement et simultanément avec une faible tension du bus continu V_{dc} , cela est justifié par l'amélioration de la forme d'onde du courant de source après le filtrage. L'effet de filtrage actif sélectif est apparaissait bien dans un réseau électrique moyenne tension.
2. Les taux d'atténuations des courants harmoniques filtrés sont très faibles (inférieurs à 1%), donc la norme *CEI 61000* a été bien respectée.
3. La THD du courant de source diminue considérablement dans le cas d'un filtrage actif sélectif simultané des courants harmoniques dominants.
4. La méthode ($p-q$) modifiée présente un THD du courant de source faible par rapport la méthode ($d-q$) modifiée.

Les deux méthodes d'identifications sélectives modifiées appliqués sur un système de filtrage actif parallèle triphasé sont implémentées en temps réel via une carte Dspace 1104. Les résultats de simulation obtenus par Matlab/Simulink ont été confirmés par les résultats expérimentaux obtenus, ce qui confirme l'efficacité et la faisabilité de filtrage actif sélectif moyennant les deux méthodes modifiées.

Chapitre V

Analyse et validation expérimentale des fonctionnalités du FAP alimenté par un système éolien basé sur la GSAP

V.1. Introduction

Actuellement, l'énergie éolienne est reconnue comme l'une des sources d'énergies renouvelables les plus matures et les plus rentables, qui peut être utilisé non seulement pour les systèmes d'alimentation autonome, mais aussi pour les systèmes du réseau de distribution. Principalement, les systèmes de génération de l'énergie éolienne, installée proche des endroits où un niveau élevé d'énergie est consommé, sont très approprié pour alimenter les charges locales et aider à manager l'ensemble des besoins en puissance des systèmes d'alimentations [42].

Si un consommateur individuel installe un filtre actif parallèle pour atténuer les harmoniques de courant, le coût énergétique d'installation peut être inabordable [125], et comme on a mentionnée précédemment, dans le troisième chapitre, que filtre actif parallèle doit fournir une puissance suffisante pour compenser la totalité des courant harmoniques, l'association du système à énergie renouvelable avec un filtre actif convient mieux pour assurer l'alimentation du filtre actif à travers son bus continue, il est utile d'utiliser un système de conversion d'énergie éolienne (SCEE), à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) , incorporant un filtre actif pour alimenter les charges locales et également pour compenser la puissance réactive et les harmoniques de courant dans le réseau public [42]. Par conséquent, le réseau électrique délivre uniquement un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire. Cette nouvelle configuration permet d'avoir un système multifonctions, qui permet non seulement de compenser les harmoniques et la puissance réactive mais aussi de manager la puissance générée par le système éolienne et l'injecter dans le système (réseau-charge). Le système résulté présente alors un cout énormément réduit sans matériel supplémentaire [126-128].

Généralement, il y a deux tâches importantes pour contrôler le système proposé. La première tâche consiste à pour suivre le point maximum de puissance (MPP) de l'éolienne. Où dans ce sujet la bibliographie contient diverses algorithmes [129-136], et parmi algorithmes, l'algorithme de perturbation et d'observation simplifié et avancé pour cela, une nouvelle méthode MPPT perturbe et observe basé sur un système d'inférence neurone-flous adaptatif (ANFIS) est proposée pour suivre le point maximal de puissance généré par le système éolien quel que soit la vitesse du vent.

La deuxième tâche de notre étude consiste à appliquer un contrôleur prédictif du courant (PCC), qui est utilisé pour calculer les courants harmoniques de références qu'ils sont utilisées pour contrôler l'onduleur de tension (filtre actif), permet d'assurer à la fois la compensation des courants harmoniques et l'injection de la puissance active générée par le système éolien dans le réseau ou dans la charge non linéaire. D'autre part, un contrôleur

logique flou de type-2 est utilisé afin de garantir un bon lissage de la tension du bus continue du filtre actif, et par conséquent améliorer les performances dynamiques du filtre actif.

L'étude effectuée dans ce chapitre est accentuée sur deux parties principales. Après une description du système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) proposé, qui est basé sur la génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP). La première partie sera réservée à l'étude du système de conversion coté générateur éolienne, en particulier sur la méthode MPPT (P&O) modifié par un contrôleur ANFIS. Dans la deuxième partie, on propose un contrôleur flou type-2 intervalle (IT2-FLC), et un contrôleur prédictif du courant (PCC) pour contrôler le bus continu C_{dc} et les courants du filtre actif respectivement. Ce chapitre est finalisé par une validation expérimentale du système proposé sur un banc d'essai expérimentale.

V.2. Configuration du système de conversion d'énergie éolien incorporant un filtre actif.

La configuration générale du système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) incorporant les fonctionnalités du filtre actif, qui est considéré dans ce chapitre, est montrée sur la Figure.V.1.

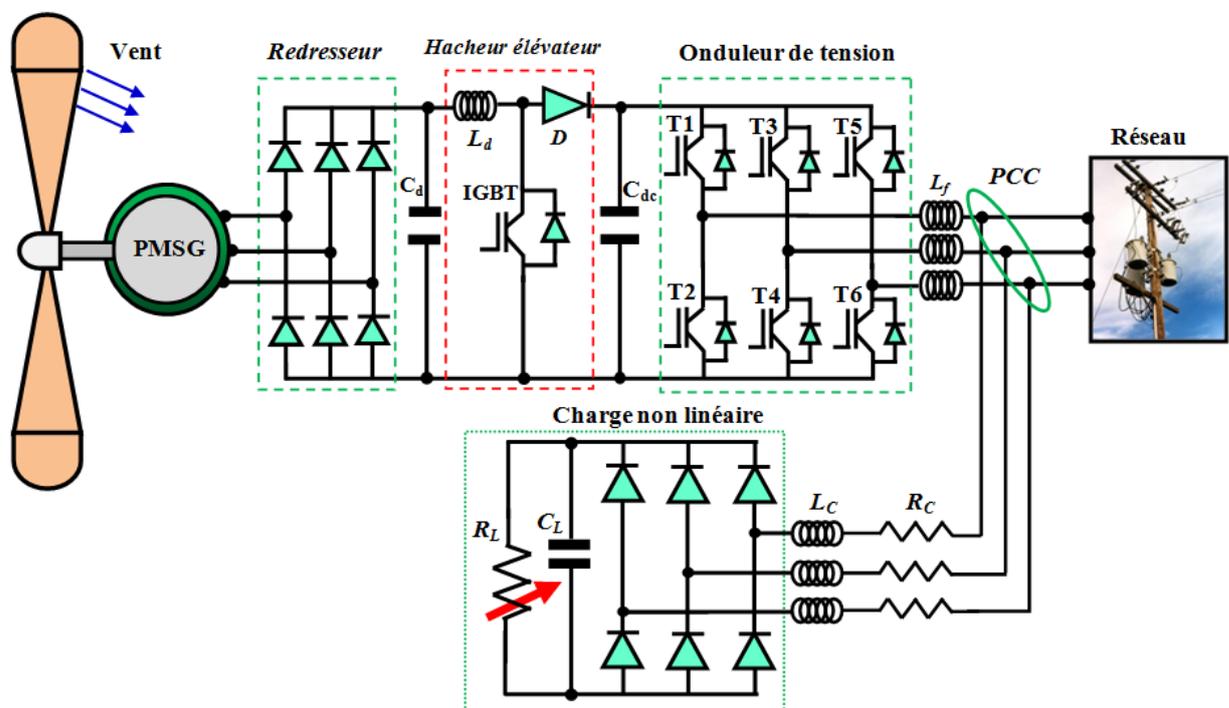


Figure. V.1. Configuration générale du circuit d'un FAP alimenté par un WECS

Dans notre travail, le système éolien à vitesse variable est réalisé pour entraîner une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), le stator de la génératrice synchrone est associé avec un pont redresseur triphasé diode pour avoir une tension continue non

contrôlable à partir d'une tension alternatif (force électromotrice induite dans le stator du GSAP), la sortie du pont redresseur est associée avec un convertisseur hacheur élévateur qui permet d'avoir une tension continue de valeur moyenne réglable à partir d'une tension continue fixe, la sortie du convertisseur hacheur est associé le condensateur du bus continue, cette dernière sera utilisé comme source d'alimentation d'onduleur de tension triphasé (VSI), l'onduleur est couplé dans le point de raccordement commun entre le réseau électrique et la charge non linéaire via une inductance.

L'écoulement de la puissance active générée par le système éolien vers le réseau électrique ou la charge non linéaire n'a pas besoin d'une batterie de stockage. Les algorithmes de commandes proposées pour piloter le SCEE sont implémentés en temps réel via des cartes dSPACE 1104, aussi le système éolien utilisé est basé sur une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) de puissance faible, la plateforme expérimentale du système proposé à été réalisé au sein de laboratoire des énergies renouvelables de l'Université de Sétif-1, pour cela différents tests pratiques seront effectués sur un banc d'essai expérimentale pour confirmer la faisabilité du système proposé. Donc les objectifs assignés sont [43]:

1. Assurer une transmission permanente de la puissance maximale de l'éolienne en choisissant le rapport cyclique optimale du convertisseur élévateur à l'aide de la méthode MPPT perturbe et observe basée sur un contrôleur ANFIS.
2. Assurer l'alimentation du filtre actif parallèle par une source éolienne (autonome).
3. Satisfaire le besoin de la puissance active demandée par la charge non linéaire.
4. Compenser la puissance réactive et les harmoniques de courants injectés par la charge non linéaire au point de raccordement commun des usages du réseau d'utilité.
5. Assurer un écoulement de puissance active du système éolien vers le réseau électrique ou la charge non linéaire grâce à la commande prédictive du courant proposé pour contrôler le filtre actif.
6. Améliorer la réponse dynamique du filtre actif, valider sa robustesse pour différents régimes de fonctionnements, et assurer une tension continue bien lissée aux bornes du condensateur du filtre actif via un régulateur logique flou de type-2 (IT2-FLC).

V.3. Structure du système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP).

La Figure.V.2 illustre la structure détaillée du système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP). Ce système de conversion

d'énergie éolienne est subdivisé en deux parties, la première consiste à produire l'énergie éolienne à côté du générateur éolien, et la deuxième consiste à convertir l'énergie éolienne produite vers le réseau. L'étude du système coté générateur éolien, après une description générale brève sur un générateur éolien à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent, est accentué sur le développement d'un algorithme qui permet de suivre le point maximal de puissance MPPT, ce dernier est basé sur un contrôleur d'intelligence artificiel qui suivre et capté en temps réel le point maximale de puissance de fonctionnement.

Dans la partie du coté réseau du système de conversion éolienne (ou interface réseau), nous avons proposé deux contrôleurs évolués, l'un est le contrôleur flou de type- 2 intervalle pour contrôler le bus continu du réservoir capacitif qui alimente le filtre actif d'une part, et d'autre part utilise le contrôleur prédictif du courant du filtre actif pour générer les courants harmoniques de références et les injectés au réseau via la commande vectorielle de l'onduleur.

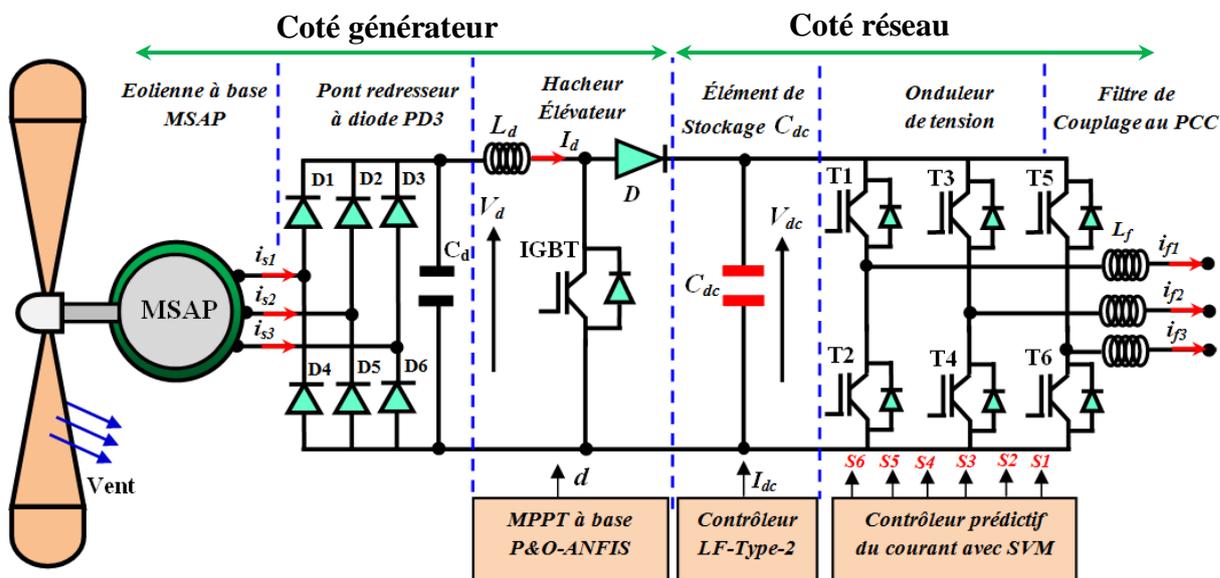


Figure. V.2. Structure du système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) basé sur une GSAP

V.4. Etude du système de conversion coté générateur.

Dans cette partie, nous aborderons en premier temps, une brève description, sous forme d'équations, de l'étage de conversion d'énergie éolienne coté générateur, de la turbine éolienne jusqu'à l'étage du convertisseur hacheur élévateur, et dans un second temps, nous passerons à présenter le principe d'extraction du point maximale de puissance de fonctionnement (MPPT) à vitesse variable qui prend tout son intérêt dans le cadre d'une éolienne fonctionnant à vitesse variable telle que celle étudiée dans ce travail.

V.4.1. Puissance mécanique de la turbine éolienne

Une éolienne traite de la transformation d'énergie cinétique en énergie électrique. Afin de juger son efficacité de conversion, il faut connaître la quantité d'énergie dans le vent. Les particules d'air ayant une masse (m) et se déplaçant à vitesse (V) ont une énergie cinétique [137] :

$$E_{cin} = \frac{1}{2} \cdot m \cdot V^2 \quad (V.1)$$

La masse des particules est notée par l'expression suivante:

$$m = \rho \cdot \pi \cdot r^2 \cdot V \cdot t \quad (V.2)$$

Avec ρ la masse volumique de l'air, V la vitesse du vent, l'énergie du vent est calculé comme suite :

$$E_{cin} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot r^2 \cdot V^3 \cdot t \quad (V.3)$$

La puissance du vent est décrite par équation (V.4) :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot r^2 \cdot V^3 \quad (V.4)$$

Les expressions (V.5), (V.6) décrivent la puissance mécanique de la turbine comme le produit de la puissance du vent et le coefficient de puissance :

$$P_{Turbine} = C_p (\lambda, \beta) \cdot P_{vent} \quad (V.5)$$

$$P_{Turbine} = C_p (\lambda, \beta) \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot r^2 \cdot V^3 \quad (V.6)$$

Avec C_p représente le coefficient de puissance éolienne qui est en fonction de la vitesse de rotation λ et l'angle d'attaque β , plusieurs formules mathématiques ont été développées dans la littérature pour calculer le coefficient de puissance C_p de l'éolienne, la formule utilisée dans nos simulation est la suivante [138].

$$C_p (\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\frac{C_5}{\lambda_i}} + C_6 \lambda \quad (V.7)$$

$$\text{Avec : } \frac{1}{\lambda_i} = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right), \quad C_1 = 0.5176, C_2 = 116, C_3 = 0.4, C_4 = 5, C_5 = 21,$$

et $C_6 = 0.0068$,

La Figure. V.3 représente la courbe du coefficient de puissance C_p en fonction de la vitesse λ (λ), on remarque que pour chaque angle β il y a une seule valeur λ

optimale permettant de donner une valeur maximale C_{Pmax} et ainsi une puissance mécanique maximale. Le contrôle de l'angle d'attaque des pales est l'une des méthodes utilisées pour contrôler C_P de manière à minimiser et maximiser la puissance en réponse à des vitesses de vent variables.

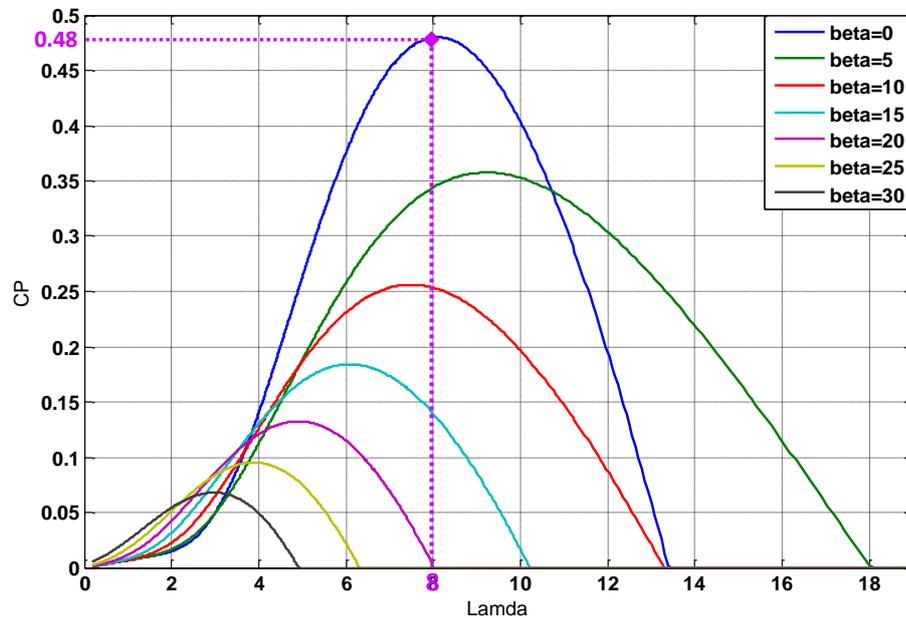


Figure. V.3. Coefficient de puissance éolienne en fonction de la vitesse λ

V.4.2. Puissance électrique générée par la turbine éolienne à base d'une GSAP.

La puissance mécanique fournie par la turbine éolienne sera transformé en puissance électrique, en associant le rotor de la génératrice synchrone à aimant permanent avec la turbine, Une génératrice synchrone à aimants permanents GSAP a été utilisée dans notre système, car elle offre des meilleures performances en terme de rendement élevé et sans nécessité d'entretien régulier, En effet, cette génératrice ne possède pas de courant au rotor et peut être utilisée sans boîte de vitesses en raison de son fonctionnement à vitesse réduite ce qui permet de réduire son coût [139-140]. L'expression des tensions induites dans le stator du GSAP est donnée comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_{s3} = r_s i_{sc} + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (V.8)$$

Où r_s est la résistance statorique de la GSAP, i_a , i_b et i_c sont des courants instantanés générés, Les équations des liaisons des flux sont exprimées comme suit:

$$\phi_{sabc} = L_s i_{sabc} + m \begin{vmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{vmatrix} \quad (\text{V.9})$$

Dans l'équation ci-dessus, m désigne flux induit par l'aimant permanent, et L_s désigne la self inductance des enroulements du stator. Le couple et la vitesse peuvent être liés par l'équation de mouvement électromécanique suivante:

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{p}{2} (C_{em} - C_{ch}) - \beta_m \omega_{rm} \quad (\text{V.10})$$

Où, J est le moment d'inertie, B_m est l'amortissement mécanique approximatif dû au frottement et C_{ch} est le couple de charge. Le couple électromécanique de la machine doit équilibrer le couple mécanique sur l'arbre de rotor de la GSAP comme suit:

$$C_{mec} = C_{em} + C_{pert} \quad (\text{V.11})$$

Où C_{mec} est le couple mécanique de la turbine, C_{em} est le couple électromagnétique de la génératrice et C_{pert} est la totalité des pertes de couple (pertes de frottement). De la même manière pour l'équation du bilan de puissance, nous pouvons écrire l'équation des puissances:

$$P_{mec} = P_{em} + P_{pert} \quad (\text{V.12})$$

Où P_{mec} est la puissance mécanique au rotor de la GSAP qui provient de la turbine éolienne, il pourrait être reformulé par l'équation suivante :

$$P_{mec} = C_{mec} * \omega_{mec} = C_{mec} * \omega_s \quad (\text{V.13})$$

La puissance électromagnétique de la génératrice synchrone est donnée par l'équation suivante :

$$P_{em} = C_{em} * \omega_s \quad (\text{V.14})$$

Les pertes mécaniques de la génératrice sont formulées par l'équation suivante :

$$P_{pert} = C_{pert} * \omega_s \quad (\text{V.15})$$

La puissance électromagnétique induite au stator de la GSAP est donné par:

$$P_{em} = C_{em} * \omega_{syn} = 3E_a * I_{sa} \cos(\varphi_{E_a I_{sa}}) \quad (\text{V.16})$$

Où $\varphi_{E_a I_{sa}}$ est le déphasage entre le courant et la tension induite au stator de la machine. Si nous ignorons la résistance d'enroulement des phases statorique, alors la puissance électrique générée par la génératrice synchrone est donnée par l'expression suivante :

$$P_{em} = P_{e-G} = 3E_a \cdot I_{sa} \cos(\varphi_{E_a I_{sa}}) \quad (\text{V.17})$$

Dans le cas où le déphasage entre le courant et la tension est nulle, alors l'équation ci-dessus devient :

$$P_{em} = P_{e-G} = 3V_a \cdot I_{sa} \quad (\text{V.18})$$

Les tensions alternatives triphasées à la sortie de la génératrice synchrone à aimant permanent peuvent être redressées via un pont redresseur triphasé à diode comme le montre la Figure.V.2, et la valeur moyenne de la tension redressée est donc :

$$V_d = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_{a-eff} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{V.19})$$

$$I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa-eff} \quad (\text{V.20})$$

La puissance à la sortie du pont redresseur à diode est montrée par l'équation suivante:

$$P_d = V_d * I_d \quad (\text{V.21})$$

Cette puissance est destinée en premier lieu à alimenter le bus continu du réservoir capacitif du filtre actif, mais il subit une chute à cause des pertes et dépend de la vitesse du vent. L'augmentation de la tension continue est gérée par un hacheur élévateur de tension [139]. La structure de puissance est montrée dans la Figure.V.2, l'expression suivante montre le principe de variation de la tension continue.

$$V_{ac} = \frac{V_d}{1-D} \quad (\text{V.22})$$

Où : V_{ac} est la tension de sortie de l'hacheur.

V_d est la tension d'entrée de l'hacheur élévateur.

D est le rapport cyclique de l'hacheur qui est comprise entre $0 < D < 1$

Dans la suite de cette partie, une technique intelligente sera proposée, son principe consiste à ajuster le rapport cyclique afin d'obtenir le point de puissance de fonctionnement optimale (MPPT) [139].

V.4.3. Méthode d'extraction du point maximale de puissance de l'éolienne MPPT.

MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un algorithme permettant de suivre le point maximale de puissance d'un générateur alimenté par une source éolien à vitesse variable. Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs photovoltaïques ou éoliens. Jusqu'à notre jour, une quantité importante de recherche a été effectuée sur les techniques MPPT pour les éoliennes à vitesse variable. Généralement les méthodes MPPT sont basés sur deux schémas de contrôle, les MPPT coté générateur et les MPPT coté convertisseur [141]

V.4.3.1. Algorithme MPPT (P&O) à base d'un système d'inférence neurone floue adaptatif (ANFIS)

Le suivi du point maximal de puissance du système éolien est la tâche la plus importante dans un système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE).

Le schéma de principe général de la commande MPPT proposé est représenté sur la Figure. V.2 qui n'utilisera aucun paramètre du côté mécanique de la turbine, uniquement la tension et le courant disponibles à la sortie du pont redresseur à diode (V_d, I_d) pour obtenir un contrôle correct de la vitesse de génératrice synchrone, en agissant sur la tension du redresseur moyennant un hacheur élévateur DC/DC, la méthode MPPT proposé agit sur le rapport cyclique de l'hacheur élévateur afin d'extraire le point maximale de puissance de du système éolien.

Afin d'accomplir cette tâche avec précision, cette opération est décomposée en deux sous-tâches, la première sous tâche consiste à identifier le point maximale de puissance (MPP) à base d'un algorithme perturbé et observé (P&O) qui est lui-même basé sur contrôleur ANFIS, qui détermine le courant de référence optimal (I_{MPP}) correspondant au meilleur point maximale de puissance du système éolien. La deuxième sous tâche consiste à utiliser un régulateur Proportionnel-Intégrale (PI) à boucle fermée pour apporter le point de maximale de puissance du SCEE qui correspond au courant du point maximal de puissance à extraire (I_{MPP}), en modifiant le rapport cyclique du convertisseur hacheur élévateur (DC/DC).

La structure du système d'inférence neurone-flou adaptatif « ANFIS » et son processus d'apprentissage pour MPPT est montré dans l'Annexe V.1.

V.4.3.2. Estimation de MPPT du SCEE proposé par le contrôleur ANFIS

Le contrôleur ANFIS, développé dans ce travail, permet de générer un changement optimal du courant (ΔI_{MPP}) à la sortie du pont redresseur triphasé à diode en fonction de la vitesse du vent, ce qui permet d'extraire avec précision le point maximal de puissance de du

système éolien [43]. L'échange de courant est basé sur le signal d'erreur d'entrée $e(k)$ et la variation du signal d'erreur $\Delta e(k)$, qu'ils sont définis comme suit:

$$e(k) = \Delta I_{MPP} = \frac{P_d(k) - P_d(k-1)}{V_d(k) - V_d(k-1)} \quad (V.23)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (V.24)$$

Où $P_d(k), V_d(k), P_d(k-1)$ et $V_d(k-1)$ indique la puissance et la tension continue dans la sortie du pont redresseur à diode à l'instant k et $k-1$ respectivement. Ces entrées sont choisies pour que la valeur instantanée de $e(k)$ indique si le point de puissance de fonctionnement du SCEE est situé à droite ($e(k) < 0$) ou à gauche ($e(k) > 0$) par rapport à la position réelle de la puissance maximale P_{max} . Tandis que l'entrée $\Delta e(k)$ exprime la direction de déplacement de ce point de fonctionnement.

La puissance délivrée dans la sortie du pont redresseur triphasé à diode est calculée comme suite :

$$P_d(k) = V_d(k) \times I_d(k) \quad (V.25)$$

Où $I_d(k)$ and $V_d(k)$ denote le courant et la tension continue du bus continue respectivement à l'instant d'échantillonnage k , respectivement. Dans ce travail, un système d'inférence flou de premier ordre de type *Sugeno* est employé pour ANFIS et la règle flous typique est donnée comme suite :

$$\text{R\`egle: Si } e(k) \text{ est } A_j \text{ et } \Delta e(k) \text{ est } B_j; \text{ Alors } \Delta I_{MPP}(k) = r_i \cdot e(k) + s_i \cdot \Delta e(k) + t_i; \quad i=1, \dots, 25 \quad (V.26)$$

Où A_j et $B_j (j = 1, \dots, 5)$ sont des ensembles flous dans l'antécédent itération, tandis que r_i, s_i , and t_i sont l'ensemble des paramètres de conséquences, qui sont ajusté pendant l'apprentissage. La signification de la structure de l'ANFIS est résumée par les cinq couches suivantes :

Couche 1: Chaque noeud adaptatif de cette couche génère les niveaux d'appartenance pour les variables d'entrée A_j , et B_j , avec $j = 1, \dots, 5$, la fonction du noeud est une fonction d'appartenance Gaussienne, et les équations de noeud correspondantes sont données ci-dessous :

$$O_{1,j} = \mu_{A_j}(e(k)); \mu_{A_j}(e(k)) = \frac{1}{1 + \left| \frac{e(k) - c_i}{a_i} \right|^{2b_i}} \quad (V.27)$$

$$O_{2,j} = \mu_{B_j}(\Delta e(k)); \mu_{B_j}(\Delta e(k)) = \frac{1}{1 + \left| \frac{\Delta e(k) - c_i}{a_i} \right|^{2b_i}} \quad (\text{V.28})$$

Où : a_i, b_i, c_i sont des paramètres de la fonction d'appartenance gaussienne.

Couche 2: le nombre total des règles dans cette couche est 25. Chaque sortie du nœud représente le degré d'activation de la règle:

$$O_{2,i} = W_i = \mu_{A_j}(e(k)) \times \mu_{B_j}(\Delta e(k)), i = 1,..25, j = 1,..25 \quad (\text{V.29})$$

Couche 3: Le nœud fixe i de cette couche calcule le rapport entre le niveau d'activation des règles i^{th} et le total de tous les degrés d'activation:

$$O_{3,i} = W_i^* = \frac{W_i}{W_1 + W_2 + \dots + W_{25}}, i = 1,..25 \quad (\text{V.30})$$

Couche 4: le nœud adaptatif i dans cette couche calculé la contribution de la règle i^{th} pour l'ensemble de la sortie, avec la fonction du nœud suivante :

$$O_{4,i} = W_i^* \cdot \Delta I_{MPPi} = W_i^* (p_i \cdot e(k) + q_i \cdot \Delta e(k) + z_i), i = 1,..25 \quad (\text{V.31})$$

Couche 5: le nœud fixé unique dans cette couche calcule la sortie globale comme la somme des contributions de chaque règle.

$$O_{5,i} = \sum_{i=1}^{25} W_i^* \cdot \Delta I_{MPPi} = \frac{W_1 \cdot \Delta I_{MPP1} + \dots + W_{25} \cdot \Delta I_{MPP25}}{W_1 + \dots + W_{25}}, i = 1,..25. \quad (\text{V.32})$$

Ensuite, un modèle initiale du système d'inférence floue FIS est généré, ce dernier est ensuite soumis à un apprentissage en utilisant la méthode d'optimisation de l'apprentissage hybride, qui utilise la méthode des *moindres carrés* et la méthode de descente du gradient par *rétro-propagation*, pour l'apprentissage paramétrique des fonctions d'appartenances du système d'inférence floue.

Les paramètres à former sont les paramètres de prémisses (r_i, s_i , et t_i), et les paramètres conséquents (p_i, q_i , et z_i). L'algorithme d'apprentissage nécessite un ensemble d'apprentissage défini entre les entrées et les sorties. Dans ce processus, une paire d'ensembles de données d'entrées-sorties sous différente vitesse de vent est collectées à l'aide de l'algorithme MPPT perturbe et observe (P&O) soumis à un apprentissage par le contrôleur ANFIS. Il ya environ de 800 ensembles des paramètres obtenus qui servent ensuite au processus d'apprentissage du ANFIS dans le but d'obtenir le point maximale de puissance du système éolien (MPPT)

L'apprentissage se procède en ligne en utilisant la boîte à outil de la logique floue dans l'environnement Matlab R2009b. Le modèle de référence ANFIS subit un apprentissage sur

2000 itérations. La trajectoire d'erreur est approximativement 2%, la courbe d'erreur d'apprentissage pour MPPT est représentée sur la Figure.V.4.

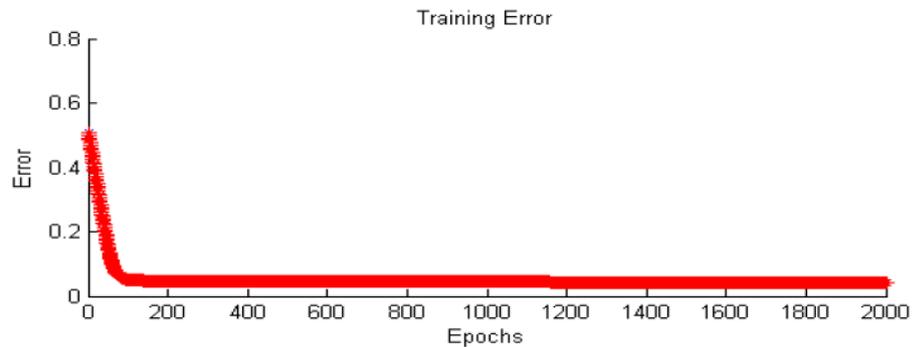


Figure. V.4. Courbe d'erreur d'apprentissage du contrôleur ANFIS pour MPPT.

La structure entière pour la mise en œuvre du suiveur de point maximale de puissance MPP basé sur l'algorithme d'apprentissage P&O-ANFIS est représentée sur la Figure. V.5. Cette structure possède deux entrées, l'erreur $e(k)$ et la variation de l'erreur $\Delta e(k)$ et une sortie qui est la variation du courant de référence optimal (ΔI_{MPP}), les deux variables d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$ produisent le changement du courant optimal de référence (ΔI_{MPP}).

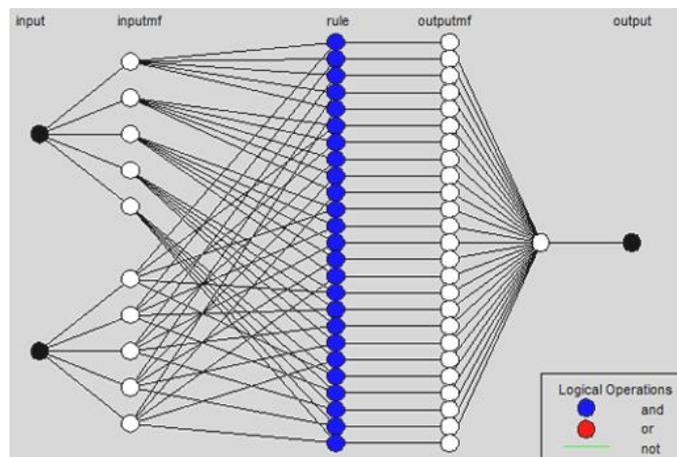


Figure. V.5. Structure MPPT basé sur ANFIS.

Une fois le courant optimal de la référence I_{MPP} , qui correspond à la puissance maximal de l'éolien, est localisé, le contrôleur proportionnel-intégrale (PI), va forcer le générateur éolien à fonctionner par ce courant optimal, en comparant la valeur réel du courant qui traverse l'inductance à l'entrée du convertisseur hacheur élévateur DC/DC avec la valeur du courant de référence optimal obtenu par le contrôleur ANFIS, ce qui va permettre de contrôler le rapport cyclique $d(k)$ du hacheur élévateur qui convient mieux pour extraire le point maximale de puissance. Le schéma fonctionnel de la méthode MPPT basée sur PI-ANFIS est représenté sur la Figure.V.6.

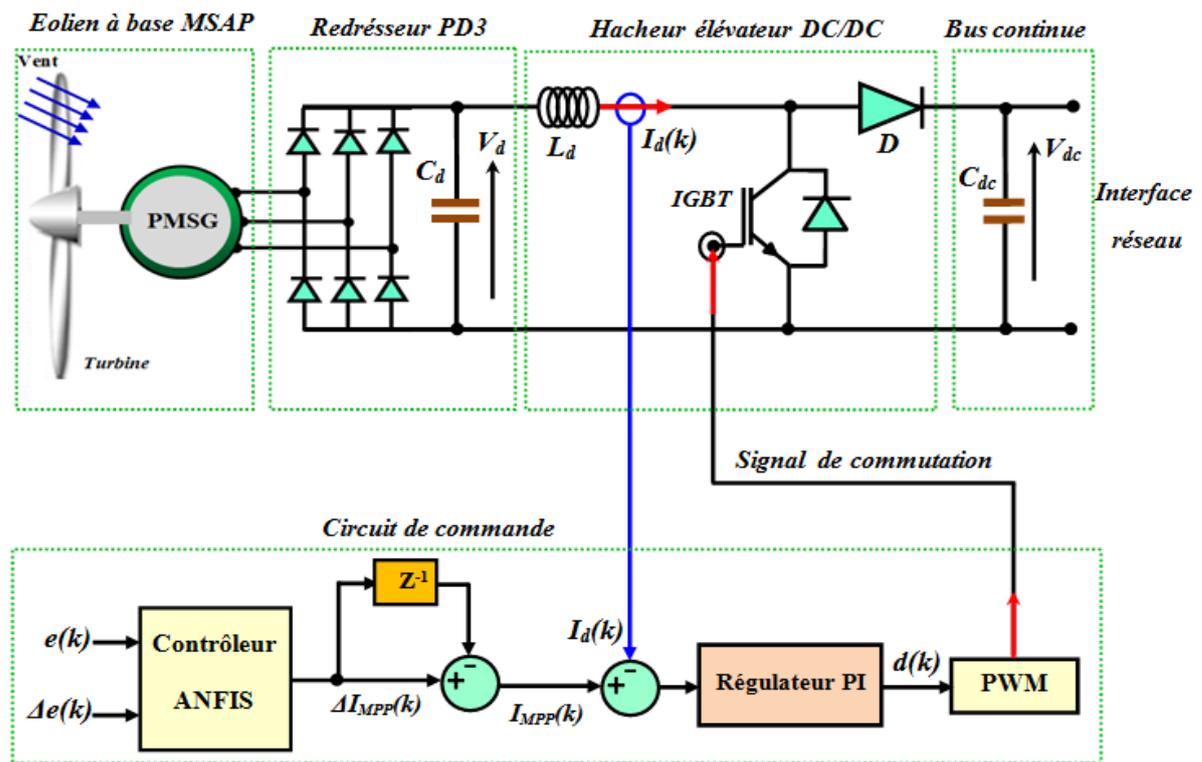


Figure. V.6. Block illustratif du principe de l'ANFIS pour la poursuite du MPP

Le rapport cyclique du hacheur élévateur est réglé afin d'ajuster la commutation du semi-conducteur IGBT. La commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est mise en œuvre d'abord. Par la suite, ce rapport cyclique obtenu est comparé avec un signal triangulaire (porteuse) ayant une fréquence élevée (15kHz). La sortie du comparateur pilote l'ordre de commutation de semi-conducteur IGBT. Les paramètres des gains du régulateur PI sont choisis de tel sorte que le courant I_d est égale au I_{MPP} .

V.5. Etude du système de conversion proposé coté réseau.

Pour permettre un écoulement total de la puissance éolienne extraite vers le réseau, la commande de l'onduleur de tension est réalisée à la fois en cascade, c'est la commande de la tension du bus continue du condensateur C_{dc} et la commande du courant du filtre actif. Cela a permis d'avoir un facteur de puissance unitaire du réseau électrique. Pour cela nous avons proposé deux contrôleurs pour réaliser la commande du filtre actif, le premier contrôleur est contrôleur flou de type-2 intervalle qui est destiné pour réguler la tension du bus continue du condensateur, et pour le deuxième, nous avons choisi un contrôleur prédictif du courant à pour rôle d'extraire les courant harmonique de référence du filtre actif nécessaire pour piloter le FAP.

Pour la génération des impulsions des semi-conducteurs du filtre actif, nous avons appliqué la commande MLI vectorielle [19].

V.5.1. Régulation de la tension du bus continu par contrôleur flou type-2

V.5.1.1. Synthèse d'un contrôleur flou de type 2 pour réguler la tension V_{dc} du FAP.

Pour obtenir un équilibre parfait d'écoulement de puissance active entre le système éolien, le réseau de distribution et la charge non linéaire, la tension V_{dc} aux bornes du condensateur C_{dc} doit être maintenue constante quelque soit les perturbations que subit le système. Pour réguler la tension continue autour de sa valeur de référence, un régulateur de la tension du bus continue C_{dc} doit être utilisé, par conséquent, on peut dimensionner un régulateur de tension du bus continue V_{dc} sur la base de la contrainte suivante:

$$C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{turbine}}{V_{dc}} - \frac{P_s}{V_{dc}} \quad (V.33)$$

Où C_{dc} est la tension aux bornes du condensateur, et $P_{turbine}$, P_s sont les puissances actives du générateur éolien et la puissance active du réseau électrique respectivement. Dans le cas où les deux derniers sont égaux, il n'y a pas de changement dans la tension V_{dc} , la puissance de la turbine est donnée par l'expression suivante :

$$P_{turbine} = P_{mec} - J\omega_m \frac{d\omega_m}{dt} - P_{pert-Gs} \quad (V.34)$$

Où ω_m est la vitesse mécanique du rotor de l'éolienne, $P_{pert-gs}$ représente les pertes en puissance du générateur synchrone à aimant permanent et P_{mec} est la puissance mécanique utile à la sortie de la génératrice l'éolienne. À partir de l'équation (V.33) et l'équation (V.34), on trouve l'équation dynamique pour V_{dc} , dont les caractéristiques dynamique de l'éolienne sont considérées.

$$C_{dc} \cdot V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = P_{mec} - J\omega_m \frac{d\omega_m}{dt} - P_{pert-Gs} - P_s \quad (V.35)$$

Cette équation montre une relation non linéaire entre la tension V_{dc} du bus continu du condensateur C_{dc} et la vitesse du rotor de l'éolienne (ω_m). Ce système, qui est décrit par cette équation non linéaire, peut se contrôler via un contrôleur non linéaire. Un contrôleur flou-2 (F2C) fournit une méthode commode pour construire un contrôleur non linéaire grâce à l'exploitation des connaissances disponibles. Pour cela nous avons proposé un contrôleur flou de type-2 intervalle pour assurer une tension V_{dc} constante. Le choix du contrôleur flou de type-2 parmi d'autres comme le contrôleur proportionnel intégrale, le contrôleur flou de type-1 (FLC1), est dû au fait qu'il traite mieux les conditions d'incertitudes, il a un bon traitement capable de gérer la non-linéarité dans des délais importants et peut être plus robuste [145].

V.5.1.2. Principe de la logique flou type-2

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par Zadeh [146] comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit au niveau de ses paramètres.

Le passage d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou provoque l'indétermination de la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1. Au même temps, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenances floues par des nombres non flous dans l'intervalle $[0,1]$, on utilise alors les ensembles flous de type-2. Les fonctions d'appartenances (MFs) des ensembles flous de type 2 (T2FS) sont tridimensionnelles et comprennent une empreinte d'incertitude (FOU) avec la nouvelle troisième dimension du système flou de type 2 (T2FS).

Les systèmes flous de type 2 (T2FS) permettent de modéliser directement les systèmes comportant de nombreuses incertitudes. Par conséquent, un système d'inférence flou de type 2 (T2FS), qui utilise des ensembles flous de type 2 intervalle (IT2), est utilisé dans notre travail pour contrôler la tension du condensateur du bus continue V_{dc} et remplacer aussi le contrôleur flou de type-1 et les contrôleurs traditionnels, on distingue principalement, selon la forme de la fonction d'appartenance trois type d'ensembles flous de type-2, intervalle, Gaussienne et triangulaire. Un ensemble flou type-2 intervalle IT2 (IT2FS) est sélectionné dans notre travail, car il convient mieux aux applications en temps réel [147-149].

V.5.1.3. Ensembles flous de type 2 intervalle (IT2FS)

L'ensemble flou de type-2 intervalle (IT2) ou (IT2FS) est une forme particulière de T2FS dans laquelle le degré d'appartenance pour chaque point est un nombre net dans l'intervalle de $[0, 1]$ au lieu d'un nombre net de 0 ou 1. Le degré d'appartenance de chaque point de ce type du système flou type-2 est un ensemble ordinaire, dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1,0]$.

Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1. Notons que malgré chaque degré d'un ensemble flou de type-2 intervalle est un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenances sont des ensembles et non pas des nombres ordinaires. Cela signifie que chaque fonction d'appartenance est décrite par deux

fonctions d'appartenance (MF), à savoir une fonction d'appartenance inférieure (LMF), et une fonction d'appartenance supérieure (UMF) comme le montre dans la Figure.V.7.

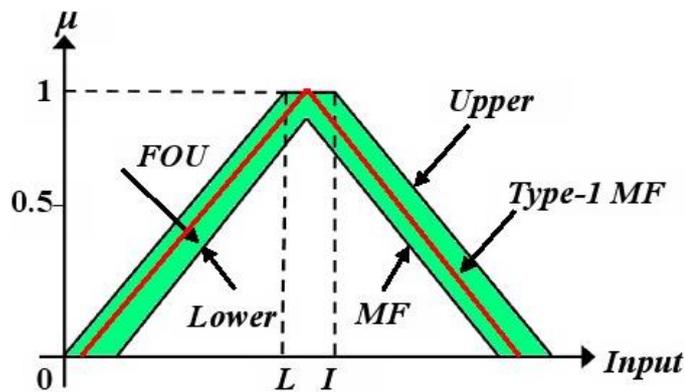


Figure. V.7. Fonction d'appartenance de l'ensemble floue type-2 intervalle (IT2FS).

La structure d'un système flou de type-2 intervalle (IT2-FLS) est similaire à celle de la structure des systèmes flous de type-1 (T1FLS), la différence réside dans ses fonctions d'appartenance impliquant (MFs) et d'un bloc de défuzzification.

En générale, dans les systèmes flous avec des fonctions d'appartenances de type-2 intervalle, pour les antécédents, une entrée non floue est principalement convertie en ensembles d'entrée floue de type-2 intervalle. Ces ensembles d'entrées activent chacune des règles avec un intervalle limité.

L'utilisation d'un défuzzificateur conventionnel dans ce cas conduit à un intervalle de valeurs de sortie plutôt qu'une sortie nette. Par conséquent, un processus supplémentaire appelé réduction de type doit être effectué pour produire une sortie non floue.

V.5.1.4. Structure d'un système flou type-2.

L'architecture de base d'un système flou type-2 est illustrée dans la Figure. V.8, Ce système contenant principalement cinq éléments de base, bloc de fuzzification, base de règle, moteur d'inférence, type réducteur et bloc de defuzzification. Chaque élément ayant une tâche bien définie et montré dans l'Annex. V.2.

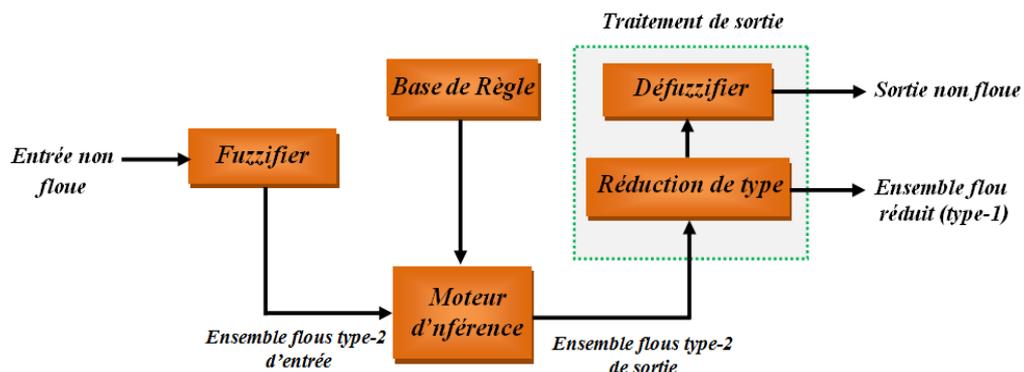


Figure. V.8. Architecture d'un système flou type-2

V.5.1.5. Contrôleur flou de type 2 intervalle (IT2-FLC) pour la régulation du bus continue V_{dc}

La conception du contrôleur flou de type-2 intervalle (IT2-FLC), pour la régulation de la tension continue V_{dc} du condensateur C_{dc} , est configurée par la même méthode de configuration que celle du contrôleur flou classique de type 1 (FLC1).

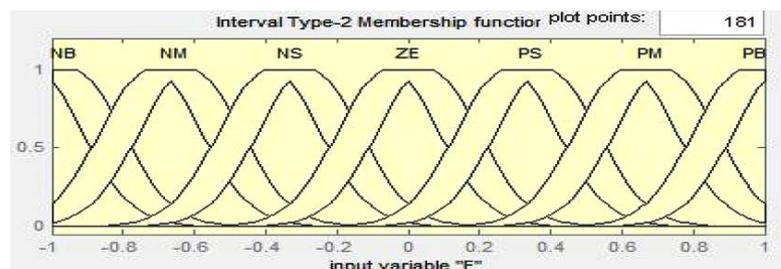
Le contrôleur proposé est conçu à l'aide de la boîte à outils du système d'inférence flou de type-2 dans le logiciel MATLAB (T2 fuzzy inference system toolbox in MATLAB software). Les entrées du contrôleur IT2FLC comprennent l'écart de tension du condensateur V_{dc} (erreur E) et sa dérivée (taux d'erreur CE), ils sont exprimés comme suite :

$$e = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (V.36)$$

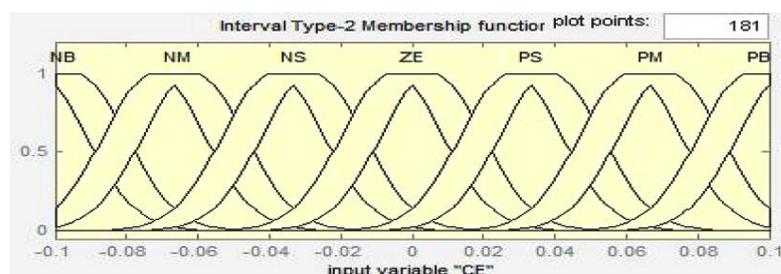
$$\Delta V_{dc} = \Delta e = \frac{de}{dt} \quad (V.37)$$

La sortie (CV) du contrôleur flou de type-2 intervalle (IT2-FLC) est l'amplitude de la composante de courant actif (I_{dc}), qui est injectée pour compenser les pertes active du filtre actif [43].

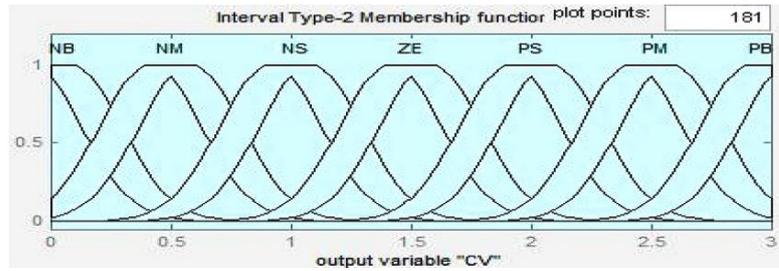
La fonction d'appartenance gaussienne est choisie pour les entrées et la sortie. L'univers discursif des fonctions d'appartenances (MF) est montré dans la Figure.V.9, dont pour l'erreur E (k) est compris dans l'intervalle [-1, 1], pour la dérivé de l'erreur CE (k) est compris dans l'intervalle [-0,1 0,1] et compris dans l'intervalle [0 ,3] pour la sortie CV(k) .



(a) Fonction d'appartenance de type-2 intervalle de l'erreur E



(b) Fonction d'appartenance de type-2 intervalle de la variation de l'erreur CE



(c) Fonction d'appartenance de type-2 intervalle de sortie CV

Figure. V.9. (a-b-c). Fonctions d'appartenances de l'IT2-FLC

Nous avons sept fonctions d'appartenance à construire pour l'erreur $E(k)$, la variation de l'erreur $CE(k)$ et la sortie qui représente un courant $CV(k)$. Les étiquettes des ensembles flous sont définies comme 'NB' = Négatif Big, 'NM' = Moyen Négatif, 'NS' = Négatif Petit, 'ZE' = zéro, 'PS' = Petit Positif, 'PM' = Moyen Positif et 'PB' = Positif Big, respectivement. La largeur de la FOU est ajustée en observant ses effets sur les oscillations de la tension V_{dc} du condensateur C_{dc} .

La forme antécédente (SI)-conséquence (ALORS) est utilisée pour exprimer la règle floue. Un total de 49 matrices de règles est conçu pour la performance optimale du contrôleur qui est donnée dans le Tableau.V.1.

E	CE	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. V.1.Table des règles floues type-2

La boucle de régulation en boucle fermé de la tension du bus continue V_{dc} du condensateur C_{dc} est montré dans la Figure.V.10.

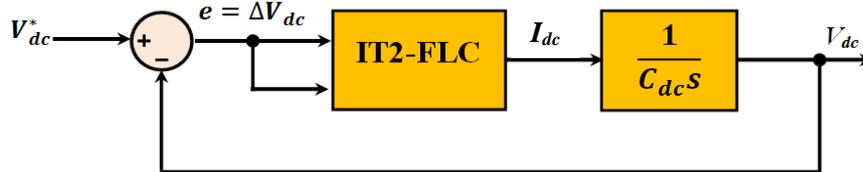


Figure. V.10. Boucle de régulation de la tension du bus continue

La structure détaillée du contrôleur flou de type-2 intervalle, pour la régulation du bus continue V_{dc} est illustré dans la Figure. V.11. les gains de normalisations G_1 , G_2 et G_3 sont choisis constants. Le signal de sortie de ce contrôleur flou est utilisé pour générer les courants harmoniques de référence nécessaires pour commander le filtre actif.

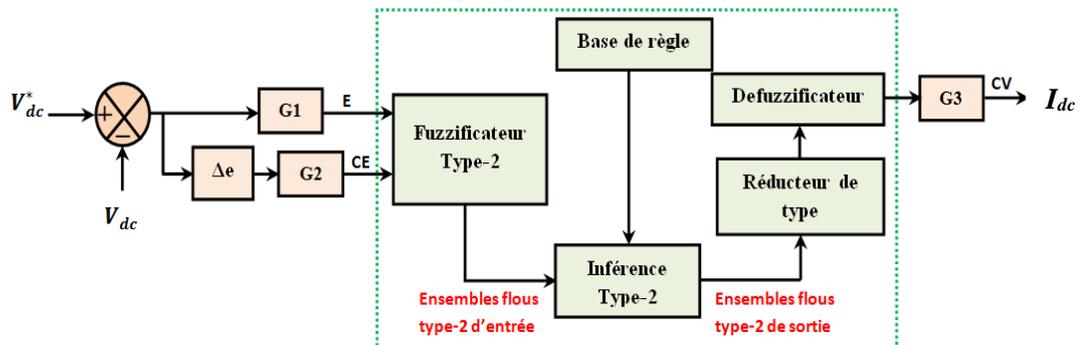


Figure. V.11. Structure du contrôleur flou type-2 pour la régulation de la tension

V.5.2. Contrôleur prédictif du courant du filtre actif parallèle

Dans la littérature récente, des algorithmes d'identification et de commande évolués, telle que, la commande par intelligents artificiel, filtre de *Kalman*, la commande prédictif...etc, ont été proposés pour commander les convertisseurs statiques [118],[151]. Les performances remarquables ont retenues l'attention des chercheurs et les incitent à approfondir leurs expertises sur cette méthodologie de commande. Dans ce travail, un contrôleur prédictif des courants (PCC) est choisi pour identifier les courants injectés par le filtre actif et commander la boucle du courant du filtre actif.

Les principaux avantages de cet algorithme de contrôle sont, vitesse de convergence rapide, sa robustesse vis-à-vis des variations de puissance de charge et des variations des paramètres internes et une moindre sensibilité au bruit de mesures en comparaison avec les autres techniques disponibles. De plus, il est très simple et facile à implémenter car il ne nécessite aucun modèle ou algorithme mathématique complexe [19],[43].

La structure du système de contrôle décrite ci-après constitue une version améliorée révisée d'un contrôle traditionnel du temps mort (commande prédictive à réponse pile "Deadbeat control" qui a été récemment proposé pour les applications standard des filtres actifs à base de l'onduleur de tension triphasé phases [19].

Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système et une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique.

V.5.2.1. Principe du contrôleur prédictif du courant du filtre actif

La stratégie de commande prédictive proposée dans ce travail s'appuie sur le principe du contrôle à réponse pile (Deadbeat). Elle consiste à annuler l'erreur de poursuite de référence des courants du filtre actif injecté au point de raccordement commune du réseau à chaque instant d'échantillonnage par l'application d'un vecteur de commande moyen. Ce vecteur de commande moyen est calculé au début de chaque période d'échantillonnage sur la base d'un modèle prédictif du filtre actif développé à cet effet. Puis, il est approximé par une séquence de vecteurs de commande adjacents par le biais de la MLI vectorielle (SVM) pour générer des impulsions d'amorçage centrées sur la période de commutation [19].

V.5.2.2. Contrôleur prédictif « Deadbeat » du courant de filtre actif

Dans cette sous-section, la synthèse de la stratégie (PCC) pour le système de conversion d'énergie éolienne qui alimente le filtre actif parallèle avec la génération des courants de références nécessaires pour commander le filtre actif a été effectuée. Pour développer cette stratégie de contrôle prédictif du courant, il est nécessaire de créer un modèle prédictif du courant du filtre actif. Le modèle dynamique du filtre actif parallèle peut être obtenu de circuit monophasé équivalent du filtre actif triphasé connecté au point de raccordement commun comme le montre la Figure.V.12.

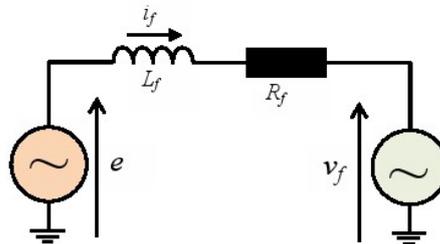


Figure. V.12. Représentation simplifiée du circuit monophasé du FAP

Ce circuit électrique peut être modélisé par l'équation suivante :

$$\frac{di_f(t)}{dt} + \frac{R_f}{L_f} i_f(t) = \frac{e(t) - v_f(t)}{L_f} \quad (\text{V.38})$$

Où $e(t)$ est la tension du réseau au point de connexion commun, $i_f(t)$ est le courant délivré par le filtre actif, $v_f(t)$ est la valeur moyenne de la tension à la sortie du filtre actif, R_f et L_f sont la résistance et l'inductance du filtre passif de couplage.

L'approche du contrôle prédictif du courant (PCC) utilisée, est basée sur le modèle linéaire discret du circuit monophasé équivalent du filtre actif, qui est dérivé par l'équation (V.38), pour la période d'échantillonnage (T_s) entre les instants k et $k+1$

Si on suppose que la tension du réseau et la tension à la sortie du filtre actif sont constantes et définis comme $E(k)=E$ et $V_f(k)=V$. Le modèle linéaire discret du filtre actif est donné par l'équation (V.39):

$$i_f(k+1) = i_f(k) e^{-\left(\frac{R_f}{L_f}\right)T_s} + (E(k) - V_f(k)) \cdot \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}}{R_f}\right) \quad (\text{V.39})$$

On introduit les deux paramètres a et b , ils sont définis comme suite:

$$a = e^{-\left(\frac{R_f}{L_f}\right)T_s} \cong 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s, \quad \text{et} \quad b = \frac{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}}{R_f} \cong \frac{1 - 1 + \left(\frac{R_f}{L_f}\right)T_s}{R_f} = \frac{T_s}{L_f}$$

Où les coefficients a et b sont approximés par la série de Taylor. Le constant du temps à l'étage de sortie du filtre actif est désigné par le rapport de la valeur de l'inductance et la valeur de la résistance du filtre de couplage $\tau = (L_f/R_f)$. Les courants du filtre actif à l'instant k et $k+1$ sont définis respectivement par $i_f(k)$ et $i_f(k+1)$. Le modèle du filtre actif (FAP) peut ensuite être réécrit sous une forme rapprochée comme suite:

$$i_f(k+1) = i_f(k).a + (E(k) - V_f(k)).b \quad (\text{V.40})$$

Afin de concevoir deux étapes en avant du contrôleur prédictif du courant du FAP, le modèle discrète du filtre actif pour une période simple entre les instants $k+1$ and $k+2$ peut être écrit par la relation suivante:

$$i_f(k+2) = i_f(k+1).a + (E(k+1) - V_f(k+1)).b \quad (\text{V.41})$$

Il convient de noter que le point de tension de connexion commun est prévu pour présenter une forme d'onde purement sinusoïdale. Pour sa prédiction, un simple algorithme *d'extrapolation linéaire* est utilisé selon la relation suivante:

$$E(k+1) = 2.E(k) - E(k-1) \quad (\text{V.42})$$

Le but du contrôle prédictif de courant (PCC) est de calculer pour la prochaine période d'échantillonnage T_s , entre les instances de temps $k+1$ et $k+2$, une telle référence de tension du filtre actif parallèle (FAP) $V_f = V_i$ ($i = a, b, c$) qui est l'erreur de courant à l'instant $k+2$, ce dernier est omis comme représenté sur la Figure.V.13.

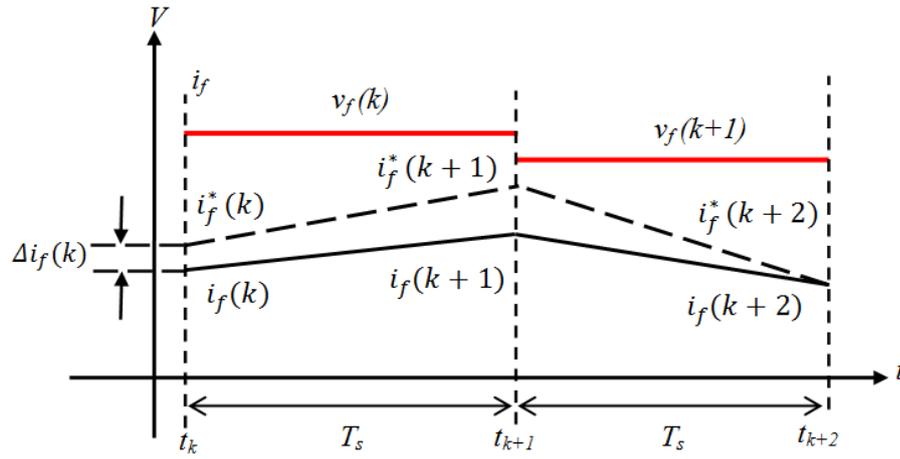


Figure. V.13. Principe du contrôle prédictif de courant (PCC).

Dans le but de contrôler l'erreur du courant dans la période d'échantillonnage T_s entre les instants $k+1$ et $k+2$, l'erreur peut être introduite comme suit:

$$\Delta i_f(k+2) = i_f^*(k+2) - i_f(k+2) \quad (\text{V.43})$$

$$\Delta i_f(k+2) \approx 0 \quad (\text{V.44})$$

La tension moyenne de référence du filtre actif nécessaire, pour éliminer l'erreur de courant à l'instant $k+2$, est calculée par les équations (V.41), (V.42) et (V.43):

$$V_f(k+1) = E(k+1) - \frac{1}{b} \cdot [i_f^*(k+2) - i_f(k+1) \cdot a] \quad (\text{V.45})$$

Dans la plupart des applications du filtrage actif, les courants de références sont constitués des harmoniques d'ordre 5^{th} et 7^{th} ...etc. qui fait une prédiction complexé des courants de références. Pour éviter cette difficulté, la technique extrapolation polynomiale est proposée pour la génération des courants de références dans des conditions transitoires.

La méthode d'extrapolation du deuxième ordre à deux étapes, montrée par l'équation (V.46), utilise la valeur du courant à partir de l'instant d'échantillonnage précédent, elle sera appliquée pour estimer la valeur du courant de référence à l'instant $k+2$.

$$i_f^*(k+2) = a_0 \cdot i_f^*(k) + a_1 \cdot i_f^*(k-1) + a_2 \cdot i_f^*(k-2) + \dots + a_n \cdot i_f^*(k-n) \quad (\text{V.46})$$

Où a_i ($i=0$ à n) sont les coefficients polynomiaux à calculer. Il ya 9 coefficients à calculer si les harmoniques désirés à calculer sont de l'ordre de 5^{th} , 7^{th} et 11^{th} . Ces paramètres sont choisis au moyen d'un algorithme d'optimisation génétique (GAO) basé sur la minimisation de la fonction de remise en forme suivante:

$$error = \int |i_f^*(k) - i_f(k)| \quad (\text{V.47})$$

Où $i_f^*(k)$ désigne le courant de référence prédit à l'instant k . Les résultats de recherche d'optimisation d'algorithme génétique sont listés dans le Tableau.V.2.

h	5^{th}	7^{th}	11^{th}
a_h	5.3695	0.2398	11.4581
b_h	-7.1420	2.7384	18.2503
c_h	2.6985	2.5251	12.8374

Tableau V.2. Génération du courant de référence à base des Paramètres optimaux de l'AG

Les valeurs de référence des tensions du filtre actif obtenues à partir de l'équation (V.45) sont transmises à un modulateur à contrôle vectorielle (SVM) fonctionnant sous une forme asymétrique [19] [120], ce qui permet d'utiliser une fréquence d'échantillonnage constante qui est deux fois la fréquence de commutation des semi conducteurs IGBT de l'onduleur de tension.

Le schéma de principe de la commande générale du filtre actif tenant compte à la fois de la boucle de commande de tension et de courant est représenté sur la Figure.V.14.

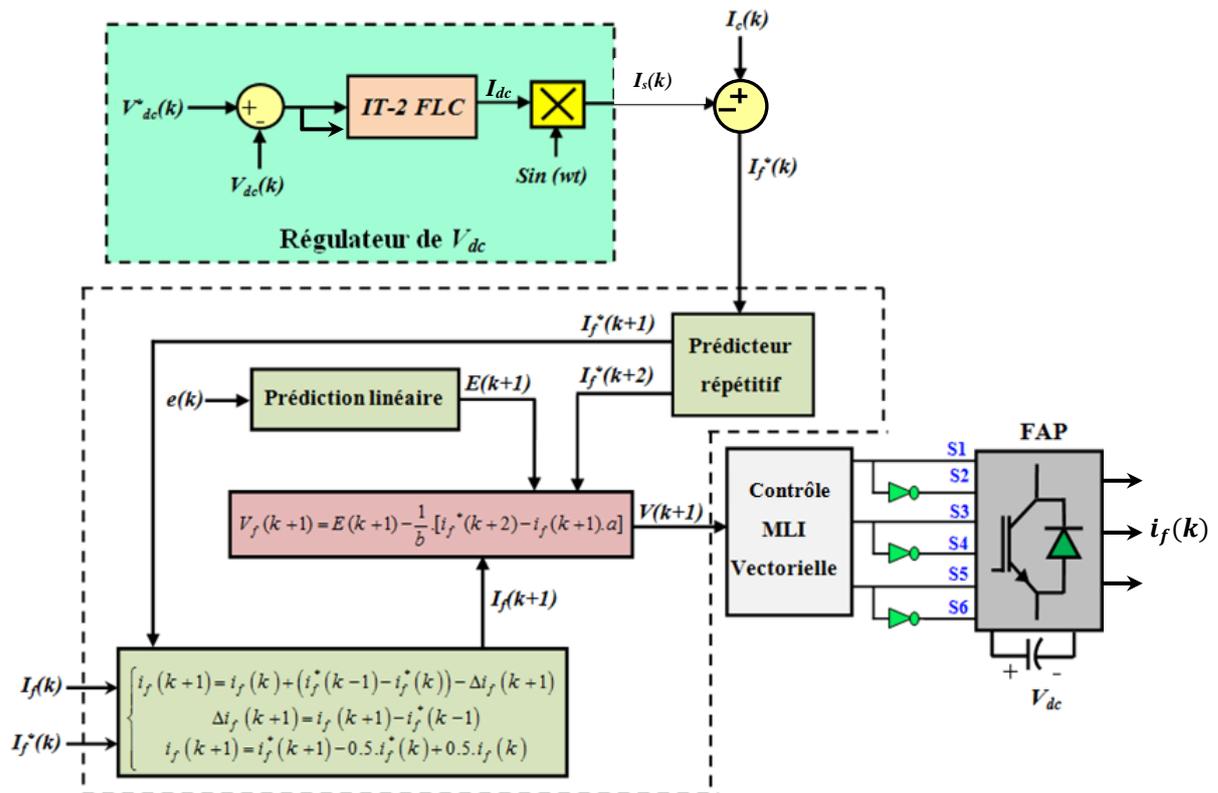


Figure.V.14. Schéma de commande général du filtre actif.

V.5.2.3. Robustesse du contrôleur prédictif du courant proposé

En tenant compte la différence entre l'inductance du filtre actif L_f , et sa valeur réelle L , la fonction de transfert en boucle fermée du courant de filtre de la boucle de régulation du courant peut être définie par les trois équations discrètes suivantes dans le domaine z .

$$V_f(k).z = E(k) - \frac{L_f}{T_s} [i_f^*(k).z^2 - i_f(k+1)] \quad (\text{V.48})$$

$$i_f(k+1) = E(k) \cdot \frac{T_s}{L_f} - V_f(k) \cdot L_f + i_f(k) \quad (\text{V.49})$$

$$V_f(k).z^{-1} = E(k).z^{-1} - \frac{L_f}{T_s} [i_f^*(k) - i_f(k).z^{-1}] \quad (\text{V.50})$$

A partir des équations (V.48), (V.49) et (V.50), et en tenant la tension du réseau comme une perturbation, on trouve la fonction de transfert en boucle fermée du courant de filtre actif comme le montre l'équation (V.51).

$$\frac{i_f(z)}{i_f^*(z)} = \frac{(L_f/L.z^2)}{z^2 + (L_f/L - 1)} \quad (\text{V.51})$$

En ignorant la non-concordance des paramètres (par exemple $L_f/L=1$) dans l'équation (V.51). Les pôles de la boucle fermée du courant injecté par le filtre actif doivent être déplacés de l'origine pour avoir une meilleure réjection du bruit.

Afin de déplacer les pôles de la boucle fermée du courant de l'origine, une nouvelle méthode de prédiction pour les courants de filtre à l'instant $k+1$ est proposée et régit par l'équation (V.52).

$$\begin{cases} i_f(k+1) = i_f(k) + (i_f^*(k-1) - i_f^*(k)) - \Delta i_f(k+1) \\ \Delta i_f(k+1) = i_f(k+1) - i_f^*(k-1) \\ i_f(k+1) = i_f^*(k+1) - 0.5.i_f^*(k) + 0.5.i_f(k) \end{cases} \quad (\text{V.52})$$

A partir des équations (V.49), (V.50) et (V.52), la fonction de transfert du contrôle de courant en boucle fermée est réécrite par l'équation (V.53).

$$\frac{i_f(z)}{i_f^*(z)} = \frac{(L_f/L.z^2) - (L_f/L.z) + (L_f/L.0.5)}{z^2 - z + 0.5.(L_f/L)} \quad (\text{V.53})$$

La stabilité du contrôleur du courant de filtre i_f en boucle fermée, est assurée jusqu'à avoir une inductance d'entrée surévaluée de 100%, comme le montre la Figure.V.15, On constate une bonne robustesse aux inexactitudes des paramètres.

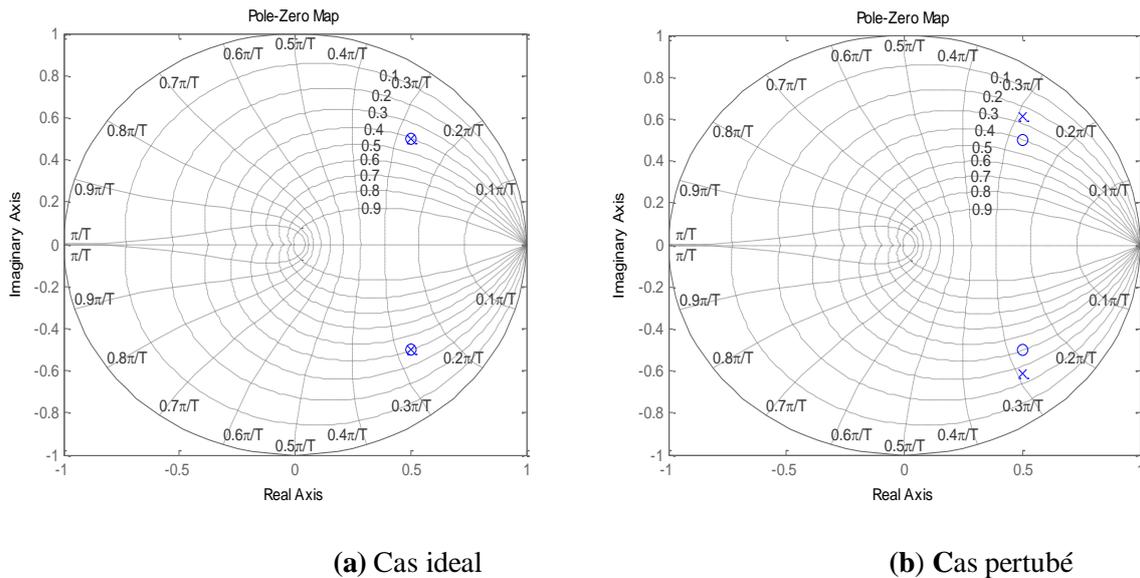


Figure. V.15. Placement du Pôles-zéros pour PCC lorsque L_f varié: a) cas idéal b) limite de stabilité (variation de 100% de l'impédance du filtre actif).

V.6. Résultats expérimentales

V.6.1. Structure générale du banc d'essai expérimentale du système proposé

Pour évaluer pratiquement les performances du système de contrôle proposé en temps réel, une plateforme expérimentale est développée dans le laboratoire des énergies renouvelable de l'université de Sétif 1, son schéma de principe est représenté sur la Figure.V.16.

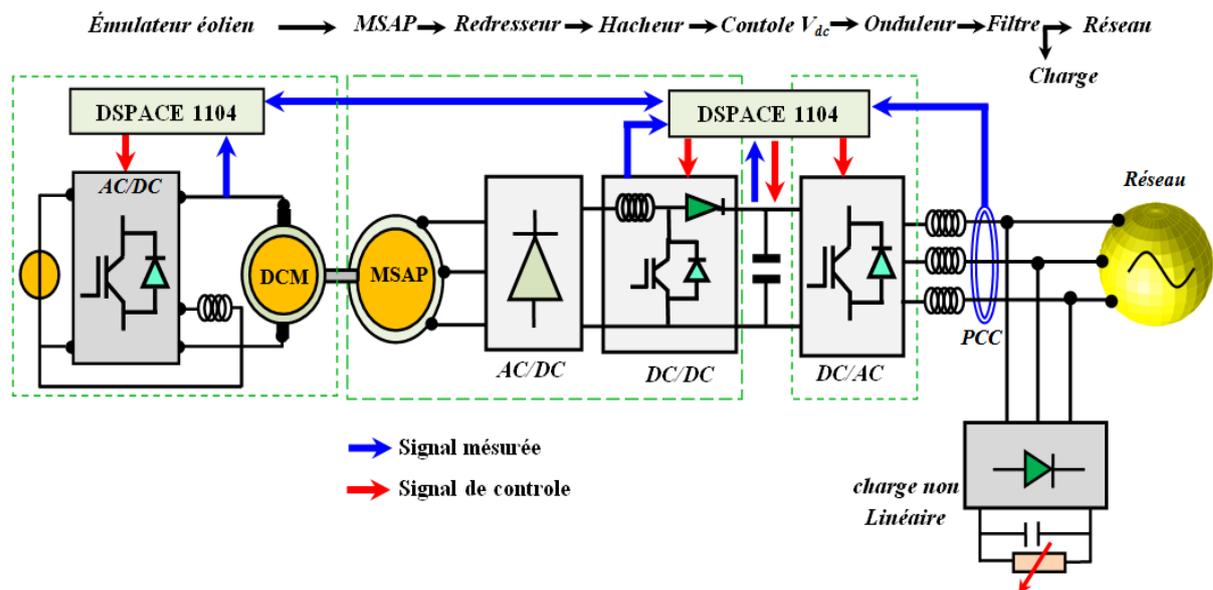


Figure. V.16. Configuration de la plateforme expérimentale du système proposé

Le système proposé à analyser et valider est composé des équipements suivants:

- Un émulateur éolien à base d'un moteur à courant continu à excitation séparée, qui associe avec un convertisseur électronique de puissance pour varier la vitesse (hacheur), par conséquent la vitesse du vent est pilotée par ce moyen.
- Une machine synchrone à aimant permanent à petite échelle couplée avec un moteur à courant continu à excitation séparée.
- Un convertisseur hacheur élévateur associé à la tête d'un pont redresseur triphasé à diode.
- Un filtre actif parallèle à base d'un onduleur triphasé de source tension (Semikron)
- Deux cartes dSPACE 1104 de Texas Instrument avec un TMS320F240 DSP (20 MHz) utilisées pour implémenter les algorithmes de contrôle du convertisseur en temps réel, ces algorithmes incluent l'algorithme du P&O-MPPT à base d'un contrôleur ANFIS, un contrôleur flou de type 2 intervalle et un contrôleur prédictif du courant (PCC)
- Un analyseur triphasé de la qualité de puissance et un oscilloscope numérique à quatre canaux, sont utilisés pour visualiser et stocker les résultats expérimentaux en temps réel.

Les données techniques du banc d'essai expérimental, dans lesquelles nous avons examiné notre système, sont listées dans le Tableau.V.3.

Paramètres	Valeur	Unité
Puissance nominale de la GSAP (P_N)	3.5	kW
Couple nominale (T_N)	22.5	Nm
Résistance statorique du GSAP (R_s)	0.65	Ω
Inductance statorique du GSAP (L_s)	8	mH
Flux magnétique permanent (Ψ)	0.39	Wb
Nombre du pair des pôles (P)	4	-
Constante du couple (k_T)	2.39	Nm/A
Inductance du hacheur (L_d)	10	mH
Capacité du bus continu (C_{dc})	1100	μF
Inductance de couplage (L_f)	5	mH
Fréquence de commutation (f_s)	15	kHz
Fréquence du réseau (f)	50	Hz
Tension du réseau (V_s)	100	Volt
Tension du bus continue (V_{dc})	300	Volt
K_i, K_p du hacheur boost	0.1, 10	

Tableau. V.3 .Paramètres réels du système validé

La Figure.V.17 montre une vue générale du banc d'essai expérimental construit pour la mise en œuvre des méthodes de contrôle proposées.

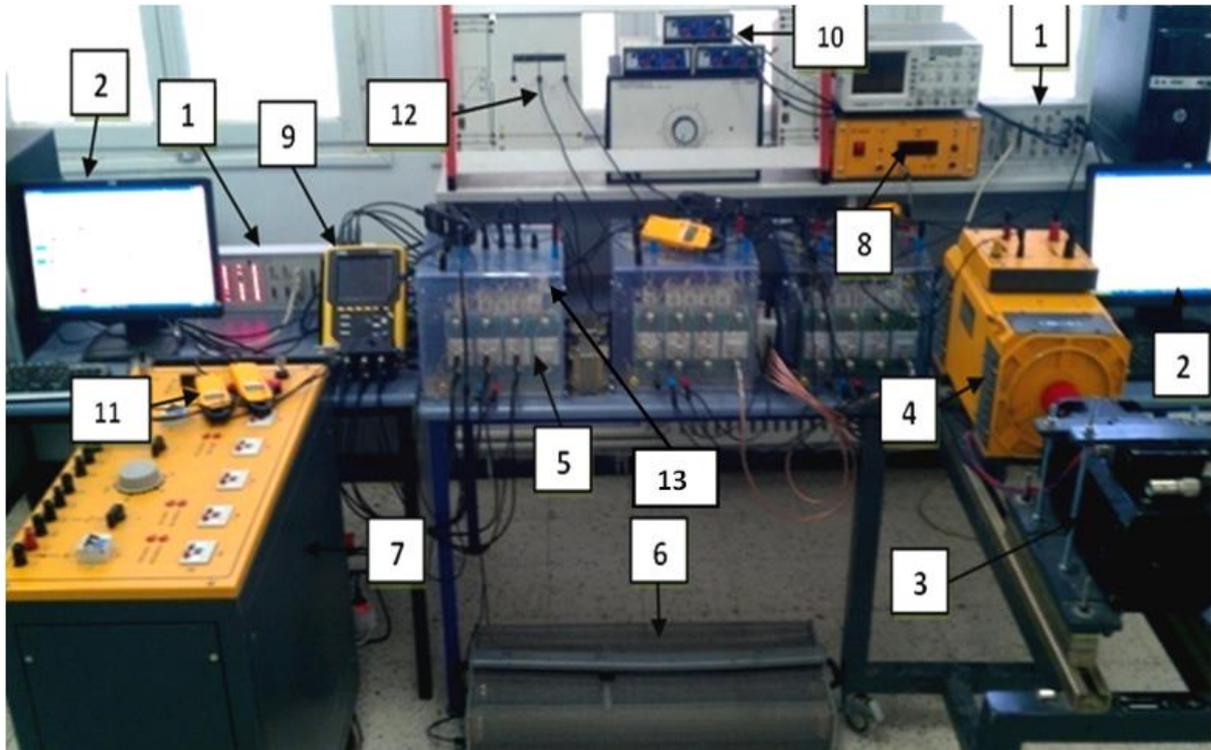


Figure. V.17. Prototype du filtre actif parallèle alimenté par un générateur éolien : 1) carte Interface d'E/S CP1104; 2) control desk panel sur ordinateur PC; 3) GSAP de 3.5kW; 4) moteur à courant DC; 5) FAP (onduleur de tension); 6) charge résistive; 7) réseau électrique triphasé; 8) capteur de vitesse; 9) analyseur triphasé du réseau; 10) capteur de tension; 11) capteur de courant; 12) inductance du hacheur; 13) hacheur élévateur.

V.6.2. Processus du testes et discussion des résultats

Pour tester l'efficacité des algorithmes de contrôle telle que le contrôleur prédictif du courant utilisé pour contrôler le courant du filtre actif, le contrôleur flou de type-2 utilisé pour contrôler le bus continu capacitive et l'algorithme MPPT (P&O-ANFIS), diverses vitesses de vent et des conditions de charge non linéaire sont effectués pour balayer tous les modes de fonctionnement de notre système. Nous avons procédé différentes testes pratiques dans des conditions statique et dynamiques, et les résultats expérimentaux sont organisés de la manière suivante :

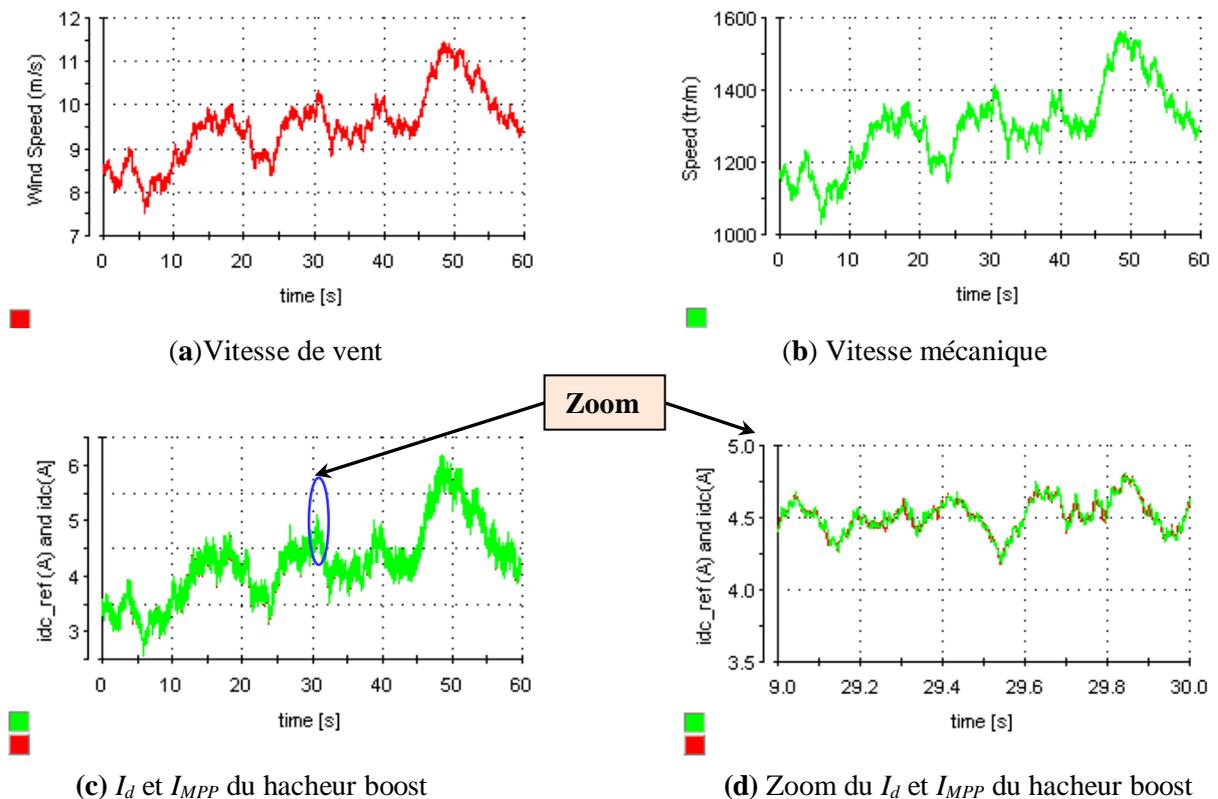
V.6.2.1. Teste d'évaluation des performances du système coté générateur.

Dans ce test, le but de l'algorithme P&O à base d'un contrôleur ANFIS est pour extraire le point maximal de puissance du système éolien. La Figure. V.18 montre plusieurs résultats expérimentaux obtenus en utilisant le logiciel Control-Desk. Les graphiques présentés correspondent respectivement aux : (a) vitesse de vent, (b) vitesse mécanique de la turbine, (c-d) courant continu I_d dans l'inductance du hacheur boost et sa référence optimal I_{MPP} , (e)

coefficient de conversion de puissance éolienne C_p , (f) couple mécanique de la GSAP, (g) puissance mécanique issue de l'éolienne et (h) la puissance électrique fournie au système (réseau ou charge) à travers le filtre actif parallèle.

D'après les graphiques de la Figure.V.18, on peut remarquer que, la vitesse de l'arbre de la turbine suit de façon continue la vitesse du vent afin d'extraire le point maximale de puissance de la turbine éolienne, aussi le courant continu (I_d) du hacheur élévateur est contrôlé conformément à la stratégie MPPT et être mieux régulé pour atteindre le courant de référence optimal (I_{MPP}). De plus, le coefficient de conversion de puissance C_P est maintenu constant avec des fluctuations faibles autour de sa valeur optimale 0,47.

On peut noter que la présence des fluctuations du couple mécanique est provoquée par la variation de la vitesse du vent, aussi, on remarque que la puissance mécanique à l'arbre de la GSAP est supérieure à la puissance électrique produite en raison des pertes du système. Les résultats obtenus confirment que l'algorithme MPPT (P&O-ANFIS) du convertisseur hacheur élévateur fonctionne correctement et il est capable d'extraire la puissance maximale du vent dans l'état où la vitesse du vent est variable.



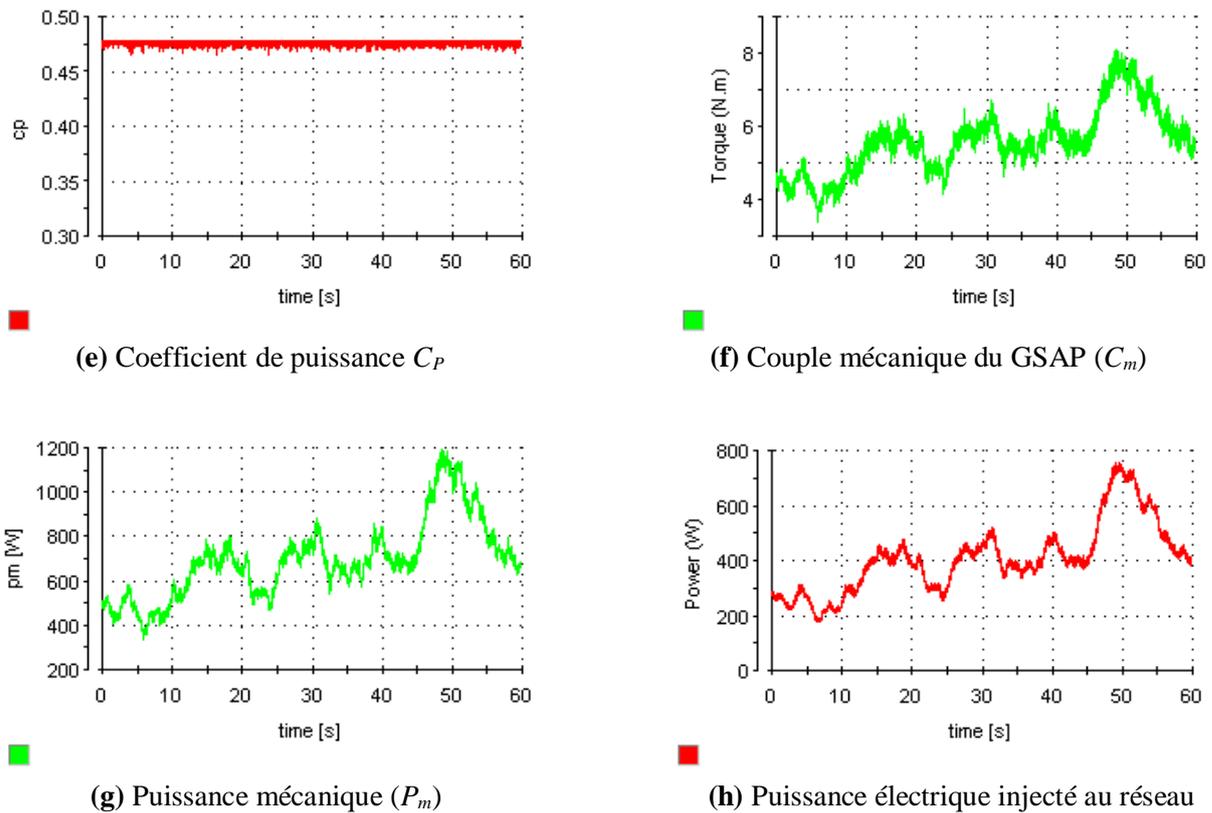


Figure. V.18. (a-h). Performances du système de conversion éolien coté générateur.

V.6.2.2. Teste d'évaluation des performances du système coté réseau.

Dans ce test, nous avons examiné les capacités du filtre actif parallèle sous différentes vitesses du vent, avec la variation de la tension du bus continue et avec le changement de la charge non linéaire, afin d'évaluer les performances du filtre actif parallèle et d'observer la robustesse et l'efficacité des deux algorithmes proposés.

V.6.2.2.1. Comportement du FAP en régime de fonctionnement statique du système

La Figure. V.19 montre la réponse en régime permanent du système proposé dans le cas où l'éolienne est en état d'accrochage (la vitesse de rotation de la turbine éolienne est nulle), dans ce cas seulement le filtre actif fonctionne. Les formes d'ondes mesurées dans ce cas sont : la tension du réseau (v_s), le courant du réseau (i_s) après le filtrage, le courant consommé par la charge (i_c) et le courant délivré par le filtre actif (i_f).

On remarque que le courant du réseau après le filtrage est sinusoïdal et en phase aussi avec la tension du réseau, cela signifie un facteur de puissance unitaire. On peut dire aussi que le filtre actif a fourni la puissance réactive demandé par la charge non linéaire et a pu filtrer de façon globale les courants harmoniques générés par cette charge.

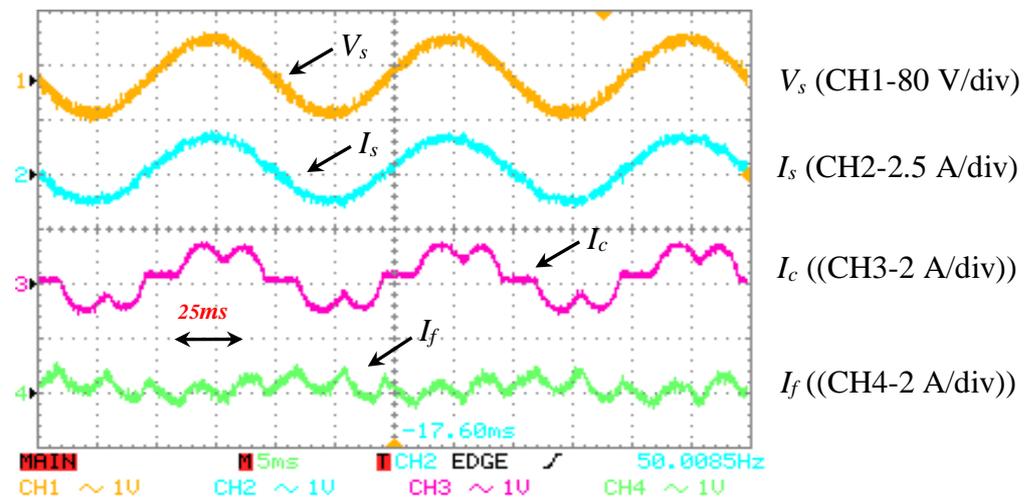


Figure. V.19. Forme d'onde expérimentale des v_s , i_s , i_c et i_f dans le régime de statique.

La Figure. V.20. montre que le taux de distorsion harmonique (THD) du courant de réseau est passé de 29.6% avant le filtrage à 4.7% après le filtrage cela signifie que la norme IEEE-519 est respectée.

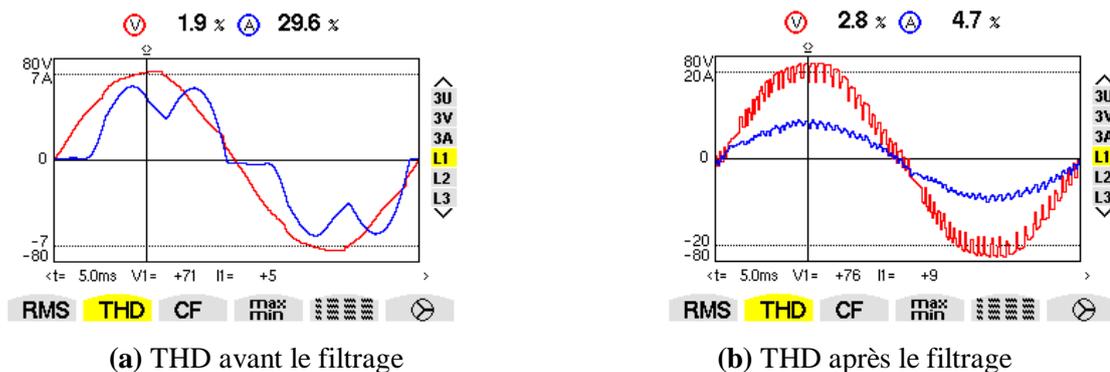


Figure. V.20. (a-b). Taux de distorsion harmoniques totale du courant de réseau THD_{i_s}

V.6.2.2.2. Comportement du FAP sous une fluctuation de la charge non linéaire

La Figure. V.21 décrit le comportement dynamique du système proposé fonctionne seulement comme filtre actif sous une variation de la charge non linéaire entre les instants $0.2s$ et $0.4s$ (augmentation de la valeur de charge du $1.35 kW$ au $1.95 kW$ et après la diminution de la valeur de la charge du $1.95 kW$ au $1.35 kW$). On remarque que le courant du réseau (i_s) augmente quand le courant de la charge (i_c) augmente et par conséquent le courant délivré par le filtre actif (i_f) est augmenté afin de répondre au besoin d'augmentation de la puissance réactive et harmonique générée par cette augmentation de la charge.

On observe aussi que, pendant le fonctionnement transitoire (la période de changement de la valeur de la charge non linéaire), la tension du condensateur du bus continue (V_{dc}) fluctue autour de la tension de référence V_{dc}^* . Cette fluctuation est diminuée rapidement après $1/2$ période, dans ce cas on constate que le contrôleur flou de type-2 est permis de manager

toutes variations de charge et de garder constante la tension aux bornes du condensateur (C_{dc}) aux tours de la tension de référence V_{dc}^* . Par conséquent, le régulateur (IT2-FLC) proposé gère avec précision toutes les variations de la puissance réel au niveau du condensateur du bus continue (C_{dc}) et permet de contrôler efficacement les changements rapides du courant de charge.

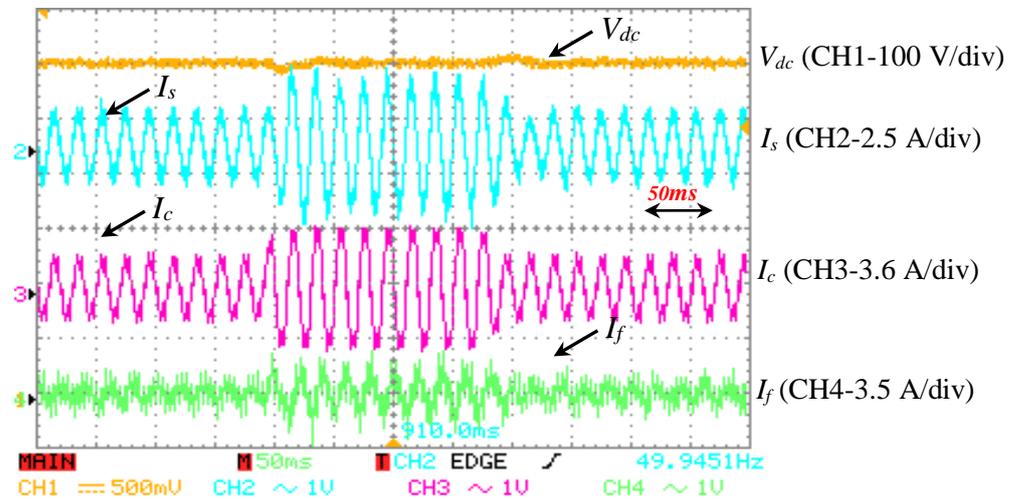
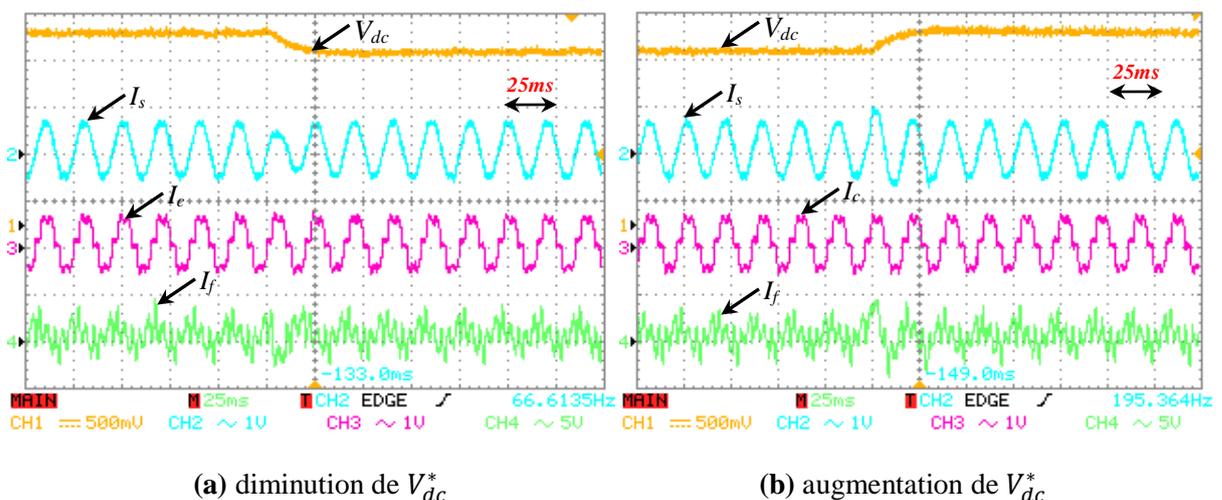


Figure.V.21. Performance du FAP sous variation de la charge

V.6.2.2.3. Comportement du FAP sous une variation de la tension de référence V_{dc}^*

D’après la Figure. V.22.(a-b), on observe que la tension V_{dc} atteint rapidement sa valeur de référence V_{dc}^* lorsqu'elle est augmenté de 350V à 300V et diminuée de 300V à 350V en utilisant le contrôleur (IT2F) proposé. On peut dire que le contrôleur (IT2-FLC) prouve sa capacité à fournir un temps de réponse réduit et de supporter les fluctuations de la tension de référence, ce qui est le phénomène réel lors de la connexion d’une source d’énergie renouvelable pour alimenter le condensateur (C_{dc})



(a) diminution de V_{dc}^*

(b) augmentation de V_{dc}^*

Figure. V.22. (a-b). Performances du système pour une fluctuation de la tension de référence V_{dc}^*

V.6.2.2.4. Evaluation des performances du système fonctionne comme FAP et comme source d'alimentation pour le réseau et la charge.

Le système proposé a été testé en évaluant sa capacité à suivre les variations de la puissance générée par les fluctuations de la vitesse du vent. Dans ce test, nous avons constaté trois situations différentes en fonction de la valeur de la vitesse du vent.

a. Première situation : $P_{ch} > P_{éol}$

Il est clairement remarqué d'après la Figure. V.23 que le courant de source (i_s) après le filtrage est devenu sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau (v_s), dans ce cas l'onduleur de tension joue le rôle d'un filtre actif, il compense la puissance réactive et filtre au même temps les courants harmoniques générés par la charge non linéaire.

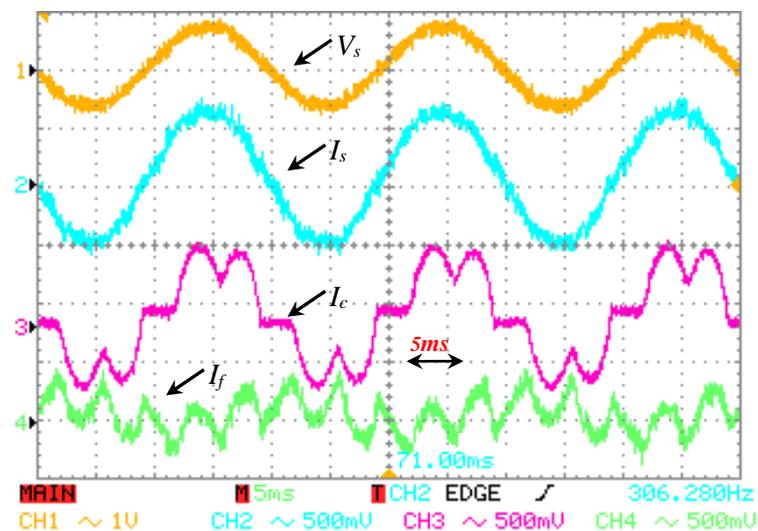


Figure. V.23. Performance du système proposé pour $P_{ch} > P_{éol}$

Dans cette situation de fonctionnement, on peut constater que le réseau est intervenu pour compenser le manque de la puissance active nécessaire pour alimenter la charge. Cette condition de fonctionnement sera délivrée dans le cas où la vitesse du vent est faible.

b. Deuxième situation : $P_{ch} = P_{éol}$

Dans ce cas, la puissance générée par le système éolien est entièrement absorbée par la charge non linéaire. On peut dire que le besoin en puissance est seulement fourni par le système éolien et sans intervention du réseau électrique, c'est la raison pour laquelle le courant du réseau est nul ($i_s = 0A$) comme le montre dans la Figure. V.24. Aussi le courant absorbé par la charge est presque identique avec le courant injecté par le filtre, ce qui signifie que le filtre actif, dans ce cas, a bien compensé les harmoniques et la puissance réactive générés par la charge, , Ainsi que d'assurer l'alimentation de la charge par la puissance active.

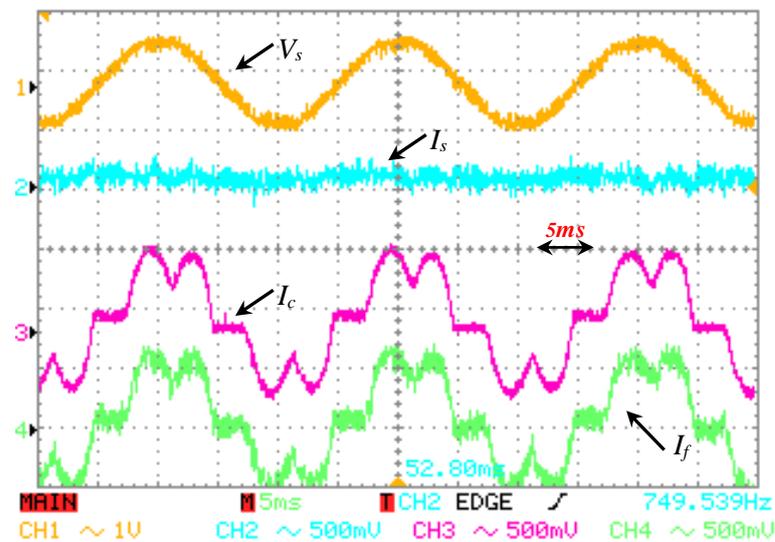


Figure. V.24. Performance du système proposé lorsque $P_{ch}=P_{éol}$

c. Troisième situation : $P_{ch}<P_{éol}$

D'après la Figure.V.25, on peut remarquer que la forme d'onde du courant de réseau (i_s) est sinusoïdale et en opposition de phase avec la tension du réseau, il s'agit d'un facteur de puissance unitaire. La signification du signe négative du courant du réseau implique qu'une partie de la puissance générée par le système éolien est injectée au réseau électrique après avoir satisfait les besoin en puissance de la charge non linéaire.

Le filtre actif dans ce cas fait la compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive, il est aussi utilisé comme moyen efficace pour alimenter la charge non linéaire par la puissance active et injecter le surplus de la puissance active au réseau. Ce type de fonctionnement survient quand la vitesse du vent est élevée.

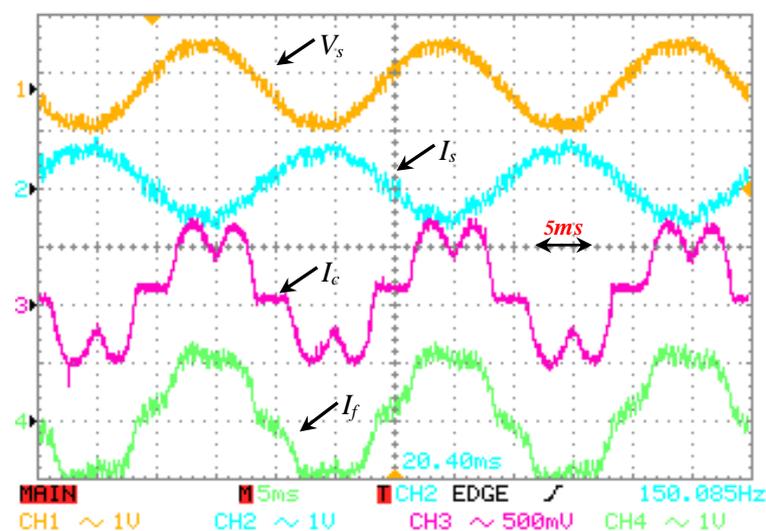


Figure. V.25. Performances du système proposé pour $P_{ch}<P_{éol}$

V.6.2.2.5. Evaluation des performances du système proposé sous une variation de la charge non linéaire

Pour tester la robustesse de la configuration proposée dans des conditions sévères, nous avons procédé à une variation de la charge non linéaire de 50% autour de sa valeur nominale. Dans la Figure. V.26 (a-b), on constate que, avant d'augmenter la valeur de la charge non linéaire, l'alimentation de la charge non linéaire a été assurée par le système éolien à travers le filtre actif, ce qui explique la valeur nulle du courant du réseau ($i_s=0$). Dès que la charge non linéaire augmente de 50% de sa valeur nominale, un extra courant est délivré par le réseau ($i_s \neq 0$) pour satisfaire le besoin de la charge non linéaire. Après le retour à la valeur de charge initiale, le courant du réseau devient nul ($i_s=0$), et sans aucune perturbation au moment du changement de charge, ce qui confirme la capacité du contrôleur prédictive du courant proposé, pour contrôler le filtre actif, et atteindre avec précision son courant de référence.

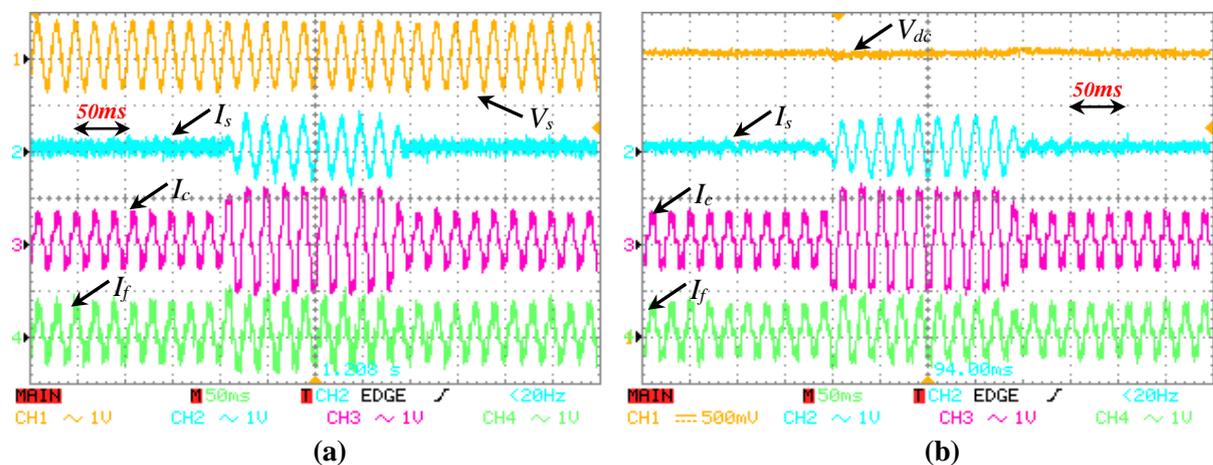


Figure. V.26. (a-b). Performances du système sous une variation de la charge

La Figure. V.26.(b) montre que la tension du condensateur du bus continue DC (V_{dc}) est maintenue à un niveau constant de 300 V grâce à l'utilisation du contrôleur logique flou type2 (IT2FLC), ce qui facilite le flux de puissance active entre le système éolien-réseau-charge.

V.6.2.2.6. Evaluation des performances du système sous la variation de la vitesse du vent

Nous avons procédé à une variation de la vitesse du vent, via un émulateur éolien à base d'un moteur à courant continu, pour tester les performances du système proposé, pour cela trois cas de fonctionnement sont envisagés en fonction de la vitesse de vent.

a. Performance du système pour une fluctuation de la vitesse du vent

On peut observer aussi d'après la Figure. V.27.(b), que dans la période (0-0.1s), la vitesse du vent est faible (5m/s), la puissance active du réseau électrique se trouve positive ($P_s > 0$) ce qui implique que le réseau électrique fournit une partie de la puissance active à la charge non linéaire pour satisfaire sa besoin.

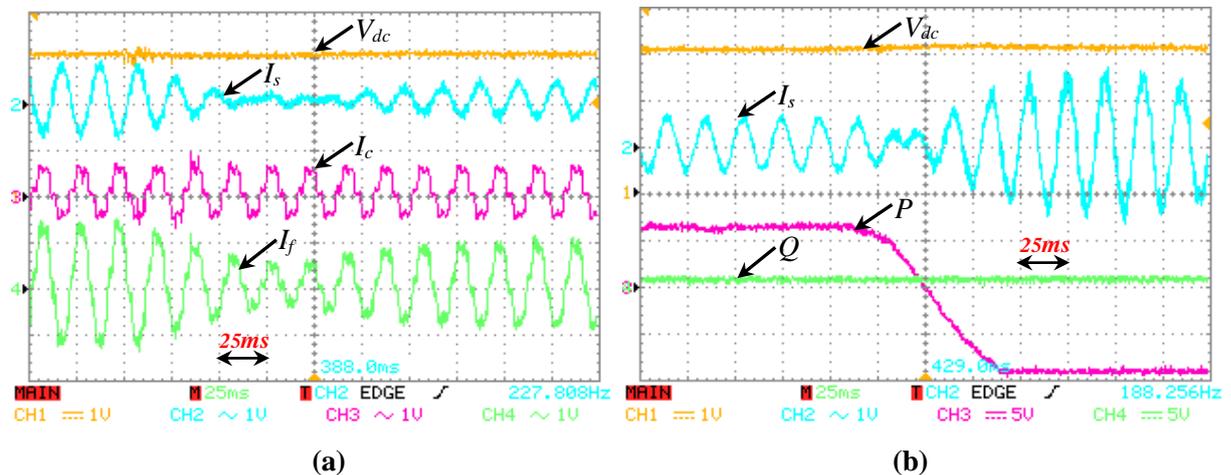


Figure. V.27. (a-b).Performance du système sous une fluctuation de la vitesse du vent

Lorsque on augmente la vitesse du vent progressivement jusqu'à (12m/s), on passe sur le point où la puissance active est nulle, cela signifie que la puissance générée par le système éolien est absorbée par la charge non linéaire et sans besoin au réseau, après ça on remarque que la puissance active du réseau change de sens et elle devient négative ($P_s < 0$), ce qui signifie que le système de conversion d'énergie éolien injecte le surplus de la puissance active générée au réseau. On remarque que la puissance réactive est nulle

a. Performance du système pour une diminution de la vitesse du vent du 12m/s au 5m/s

Les Figure.V.28 illustre la bonne performance dynamique du système lorsque la vitesse du vent passe de 12 m/s à 5 m/s, dans ce test la charge non linéaire étant maintenue constante. Si la vitesse de vent est élevée, le courant du réseau est sinusoïdal et en opposition de phase avec la tension du réseau, la puissance active du réseau est négative ($P_s < 0$), ce qui nous a permis de constater que le système éolien injecte le surplus de la puissance active générée au réseau après avoir satisfait l'alimentation de la charge non linéaire par toutes la puissance que la charge en a besoin.

Lorsque la vitesse du vent diminue de 12 m/s à 5 m/s, on remarque que le courant délivré par le filtre actif est diminué (i_f) et le courant de réseau (I_s) change de direction.

De plus, on peut remarquer que la puissance réactive est nulle ($Q_s = 0$) pendant toute la période de changement de vitesse du vent, et les harmoniques sont globalement filtrées, par

conséquence le facteur de puissance est unitaire, ce qui justifié la capacité du contrôleur prédictif du courant du filtre actif à identifier les harmoniques en temps réel.

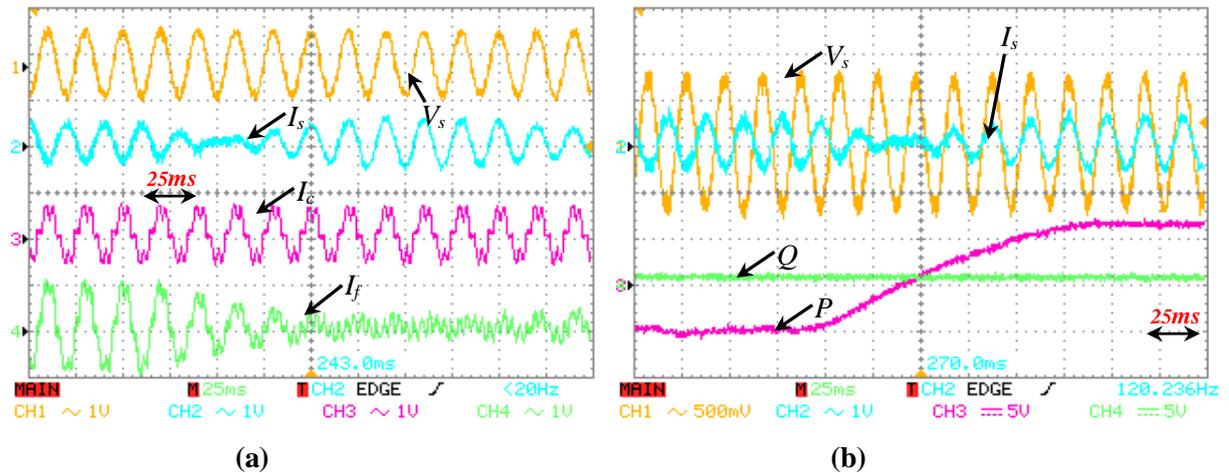


Figure. V.28. (a-b). Performance du système pour une diminution de la vitesse du vent

b. Performance du système pour une augmentation de la vitesse du vent

La Figure.V.29 montre le comportement du système proposé dans le cas où la vitesse du vent varie de 8 m/s jusqu'à 12 m/s . On peut remarquer, à l'instant du changement de la vitesse du vent, une augmentation de la valeur du courant de réseau (i_s), avec une forme d'onde sinusoïdale est toujours gardée, le courant délivré par le filtre actif (i_f) est adapté aussi avec l'augmentation de la vitesse du vent et aussi la valeur du courant de charge (i_c) reste constante.

Les résultats expérimentaux de la puissance active et réactive du réseau (P_s et Q_s) sont montrés sur la Figure.V.29.(b). On peut constater que la puissance réactive est nulle pendant toute la période de changement de la vitesse du vent. Le changement de signe de la puissance active du réseau (devient négative) implique que le système éolien va injecter le surplus de la puissance active au réseau, ce surplus de la puissance active est généré par l'augmentation de la vitesse du vent.

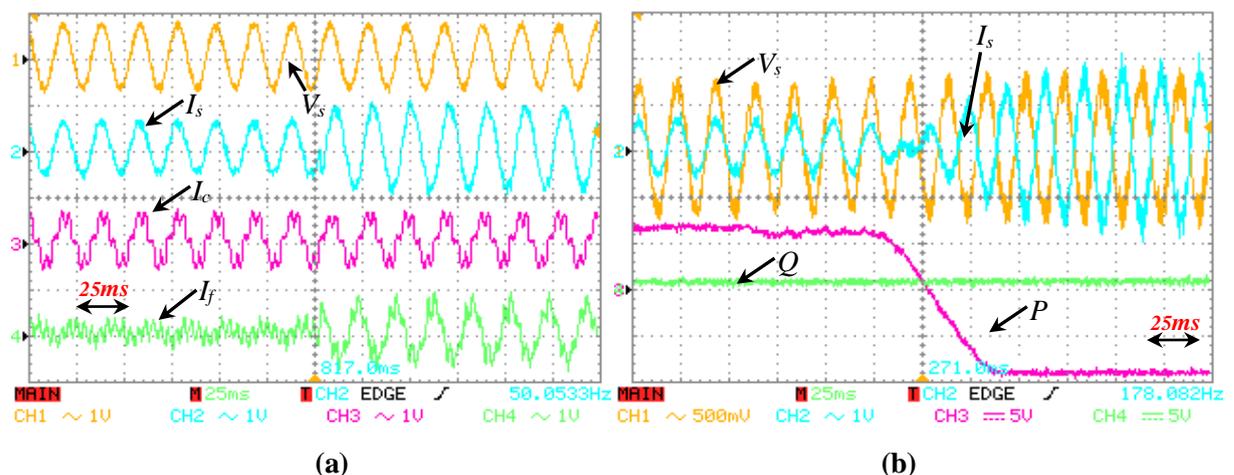


Figure. V.29. (a-b). Performance du système pour une augmentation de la vitesse du vent

D'après la Figure. V.30 (a-b), et selon la lecture du taux de distorsion harmonique du courant de réseau $THDi_s$ avant et après le couplage du système de conversion éolienne au réseau, et dans la condition où l'éolienne fonctionne par des vitesse élevé ($12m/s$), et la présence du contrôleur prédictif du courant de filtre actif combiné avec le contrôleur flou de type 2 du bus continue, la $THDi_s$ du courant de réseau passe de 29.6% avant le filtrage à 2.7% après le filtrage. Il est inférieur de 5%, donc la norme IEEE-519 est bien respecté.

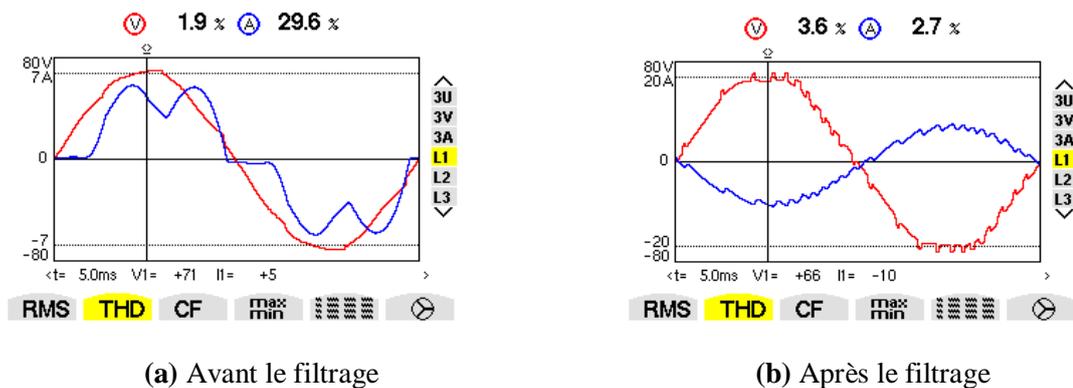


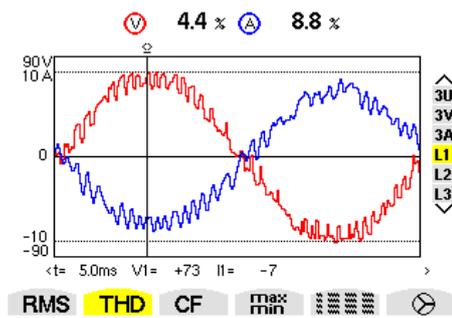
Figure.V.30. (a-b) Taux de distorsion harmoniques $THDi_s$ du courant de réseau (i_s)

V.6.2.2.7. Comparaison de la commande prédictif proposé avec d'autres commandes existent dans littérature.

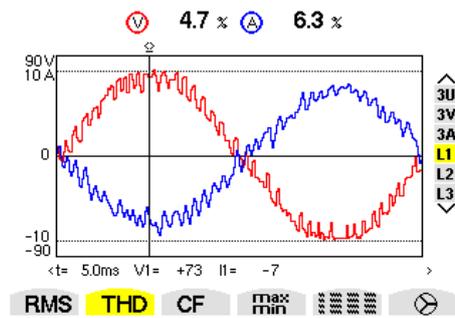
Dans ce cas, nous avons évalué la commande prédictif proposé dans le cas où la puissance générée par le système éolien est supérieur à celle consommée par la charge non linéaire, en comparant le taux de distorsion $THDi_{s1}$ du courant de réseau de la première phase obtenue par la commande prédictif proposé avec les taux de distorsion harmoniques obtenus par les cinq méthodes de commandes suivantes :

- a. Méthode du contrôle direct de puissance (DPC) [71].
- b. Méthode du contrôle flou adaptative (AFC) [152].
- c. Théorie des composants symétriques avec un régulateur quadratique linéaire (SC-LQR) [153].
- d. Méthode du contrôle prédictive du courant classique [154].
- e. Méthode du contrôle prédictive directe de puissance PDPC [155]

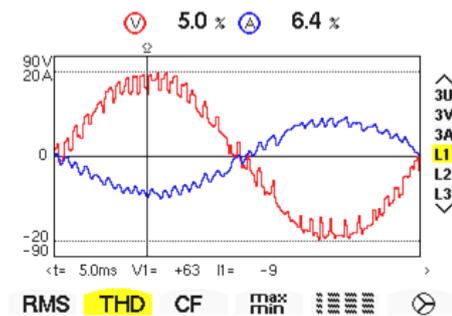
D'après la Figure. V.31, on peut remarquer que le $THDi_s$ du courant de réseau, obtenue par la méthode prédictif proposé dans la sous Figure. V.31.(f) a donné un bon résultat du taux de distorsion harmonique ($THDi_{s1}=2.7\%$) par rapport les autres algorithmes de commandes proposé.



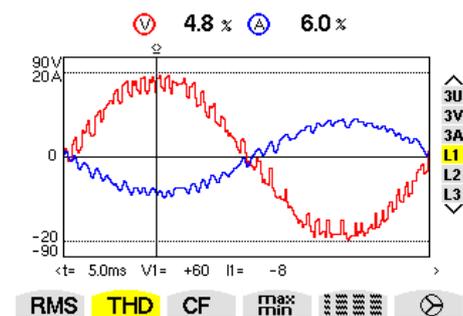
(a) Méthode DPC



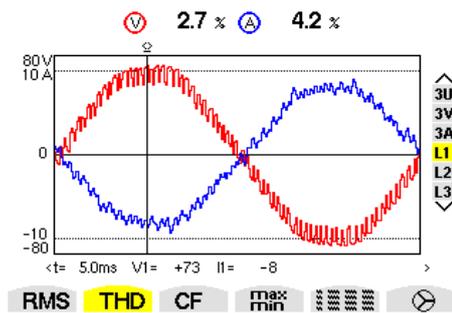
(b) Méthode SC- LQR



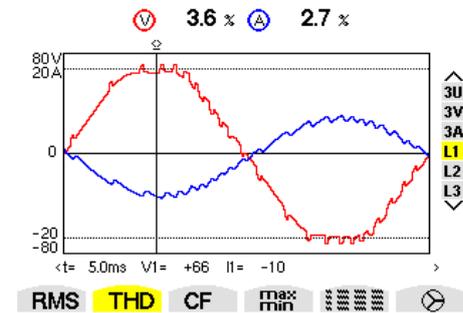
(c) Méthode AFC



(d) Méthode PCC



(e) Méthode PDPC



(f) Méthode PCC proposé

Figure. V.31 (a~f). THDi du courant du réseau obtenu par les six algorithmes de commandes

V.7. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté une nouvelle topologie de couplage d'un système de conversion d'énergie éolienne incorporant un filtre actif connecté au réseau, dans le cadre de balayer le problème d'alimentation du filtre actif parallèle, nous avons montré que ce système proposé est multifonctionnelle, il est capable non seulement de compenser les courants harmoniques et la puissance réactive générés par la charge non linéaire, mais aussi d'injecter la puissance soit dans la charge, soit dans le réseau et manager la tension du bus continu du condensateur V_{dc} .

Nous avons présenté aussi et sans détail une simple description sur les différentes composantes du système de conversion d'énergie éolienne en commençant par la turbine

éolienne, la génératrice synchrone à aimant permanent, le redresseur à diode, l'hacheur élévateur de tension et l'onduleur de tension couplé au réseau électrique.

Le rapport cyclique du convertisseur hacheur élévateur DC/DC est commandé de telle sorte que l'éolienne fonctionne avec un maximum de puissance (MPPT), pour cela nous avons développé un algorithme perturbé et observé (P&O) modifié par le contrôleur ANFIS capable d'extraire le courant optimal qui correspond au point maximale de puissance de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent.

De plus un modèle de commande prédictive du courant (PCC) a été utilisé pour générer les courants harmoniques de références nécessaires pour la commande du filtre actif parallèle via une commande vectorielle appropriée (SVM). L'avantage du contrôleur prédictif du courant proposé apparaît bien sur les performances dynamiques du filtre actif sous une variation de la vitesse de vent, variation de la charge non linéaire...etc. aussi le contrôleur flou de type-2 intervalle (IT2-FLC), utilisé pour réguler la tension continue du condensateur, est permis de maintenir la tension du bus continu du réservoir capacitif constante, ce qui permet d'améliorer les performances dynamiques du filtre actif dans les conditions dynamiques, il permet aussi de manager le flux de puissance entre le générateur éolien et le système (charge-réseau).

Le schéma de contrôle du système proposé est validé expérimentalement en temps réel sur un banc d'essai comportant un système éolien à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent GSAP de 3.5kW, connecté au réseau via un filtre actif. Les résultats expérimentaux obtenus montrent bien la capacité de ce système à balayer le problème des harmoniques et la puissance réactive, ainsi de manager l'écoulement de puissance éolienne vers le réseau ou la charge. En plus d'assurer l'alimentation du filtre actif par une source autonome.

Ce que nous avons fait dans ce chapitre, nous a permis de constater, que l'alimentation du filtre actif par une source autonome (éolienne) est devenue actuellement une solution efficace, meilleure et rentable, car elle permet non seulement d'assurer l'alimentation du filtre actif, mais aussi de garantir une qualité d'alimentation électrique propre.

*Conclusion générale
et perspectives*

De nos jours, le sujet de la qualité de l'énergie électrique est devenu un domaine de haute importance. Dans ce projet, 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.

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 des 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, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour dépolluer les réseaux électriques et comme le filtrage actif parallèle est la partie maitresse de ce sujet, nous avons présenté un état de l'art sur l'évolution du filtrage actif parallèle des harmoniques.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté de manière compréhensive trois techniques d'identifications des harmoniques, dans le domaine temporel pour systèmes triphasé et monophasé, ces méthodes sont: la méthode de puissance instantanées ($p-q$), la méthode de détection des courants de charge et la méthode de référentiel synchrone de Park ($d-q$), ces méthodes ont été modifiées par des filtres multivariables pour les rendre adaptables avec les différents régimes de tension de réseau électrique, ce filtre multivariable est inséré avec le circuit PLL classique afin d'avoir un circuit PLL modifiée et adaptatif qui participe au procès de la générations des courants harmoniques de références nécessaires pour commander le filtre actif. Nous avons validé par simulation et par étude comparative le comportement du circuit PLL robuste et classique avec différents type de réseau électrique.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le dimensionnement et le comportement du filtre actif parallèle triphasé commandé par la méthode de puissance instantanée ($p-q$) modifiée, après la présentation des différentes parties du filtre actif parallèle (FAP), nous avons présenté le comportement du FAP triphasé en régime permanent, avec des charges inductive et capacitive, et son comportement aussi 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 et par des résultats expérimentaux (garantir une forme d'onde du courant de source sinusoïdale avec un THD faible). La

structure du filtre actif associé avec une source d'alimentation photovoltaïque a été présentée et validée par des résultats de simulation, cette structure est présentée capable non seulement de filtrer les harmoniques, mais aussi d'injecter le surplus de la puissance active généré par le générateur photovoltaïque dans le réseau. La méthode d'identification ($p-q$) modifiée a été appliquée sur un système de filtrage actif monophasé et présente un comportement excellent.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté deux méthodes de compensation active sélective des harmoniques spécifiques, ces deux méthodes sont basées sur deux techniques d'identification sélective des harmoniques à base d'un FMV, la première méthode est la méthode de puissance instantanée modifiée et la deuxième est la méthode de référentiel synchrone modifiée, l'identification sélective des harmoniques se fait dans un système triphasé et monophasé, à travers les résultats de simulations et expérimentaux, nous avons montré que le FMV est capable d'extraire les harmoniques sur l'axe ($d-q$) et dans l'espace de puissance ($p-q$), l'efficacité des deux méthodes modifiées est garantie par l'atténuation des harmoniques ciblé à filtrer sous une tension du bus continu faible. Nous avons montré que l'effet de ce type de filtrage est mieux convenable pour les systèmes de moyenne tension.

Dans le cinquième chapitre, nous avons présenté et analysé, avec des validations pratiques, les l'aptitude du filtre actif parallèle alimenté par un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP). Nous avons contrôlé ce système par trois contrôleurs évolués, le premier est le contrôleur ANFIS qui sert à extraire le point de puissance maximale (MPPT) sous différentes vitesses de vent, le deuxième c'est le contrôleur flou de type-2 intervalle (IT2-FLC) afin de garder la tension du bus continu constante et le troisième est le contrôleur prédictif du courant (PCC) qui sert à générer les harmoniques de référence nécessaires à la commande du FAP. Le système a été validé pratiquement sur un banc d'essai expérimental, et les résultats expérimentaux obtenus montrent, que ce système est capable de filtrer les harmoniques, de compenser la puissance réactive, de manager le flux de puissance active entre le générateur éolien et le système (charge-réseau), en plus ce système est considéré comme une excellente source d'alimentation pour le filtre actif. Les avantages gagnés par l'implémentation des trois algorithmes de contrôles, en comparaison avec les autres commandes existantes, représentent une contribution majeure dans ce projet de thèse.

Finalement les travaux de recherche que nous avons rapportés dans ce projet de thèse répondant aux exigences que nous sommes déjà fixées dans le cahier des charges initial, néanmoins des résultats pratiques restent à compléter pour confirmer quelques résultats de simulations présentés dans les chapitres trois et quatre.

Finalement, et comme perspectives 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.

Nous visons aussi à contrôler en temps réel sur une plate forme expérimentale le filtre actif parallèle par la commande prédictive floue. De plus, nous espérons de réaliser une étude similaire en utilisant la structure matricielle du filtre actif parallèle à deux et multi niveau.

Annexes

Annexe. III.1. Bloc de simulation d'un filtre actif triphasé

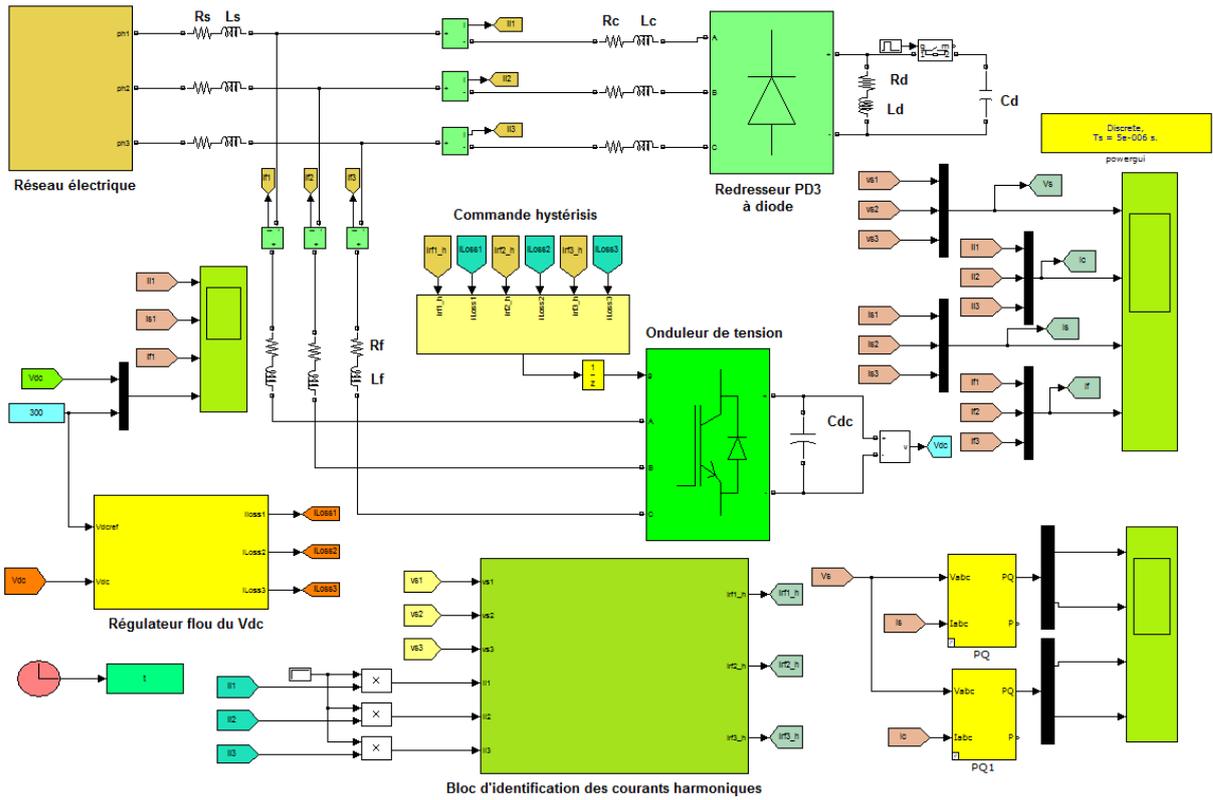


Figure. A.1. Bloc de simulation d'un FAP triphasé

Annexe. III.2. Bloc de simulation d'un filtre actif monophasé

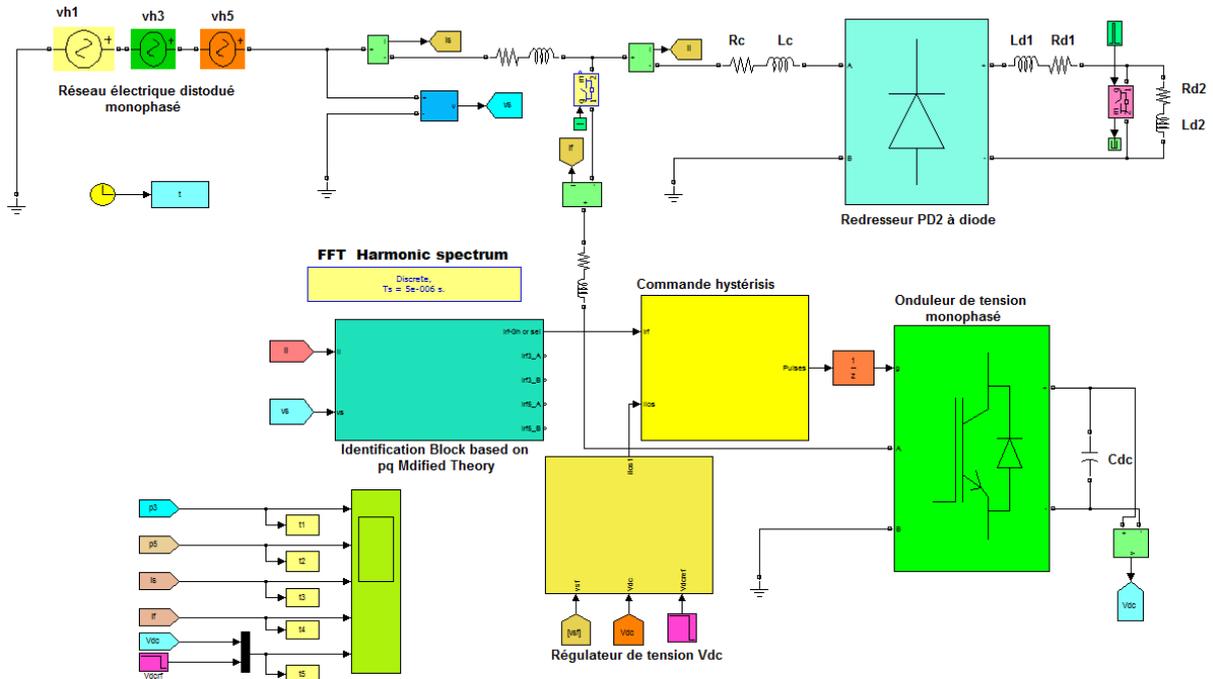


Figure. A.2. Bloc de simulation d'un FAP monophasé

Annexe. V.1. Structure du système d'inférence neurone-flou adaptatif « ANFIS »

Le système hybride ANFIS est un système d'inférence neuro-flou adaptatif, il consiste à utiliser un réseau de neurone de type *MLP* à 5 couches pour laquelle chaque couche est destinée à la réalisation d'une étape d'un système d'inférence flou de type *Takagi Sugeno*. Ce système a été proposé par *Jang*.

L'architecture de base de ce système (ANFIS) à deux règles floues est montrée dans la Figure.A.3.

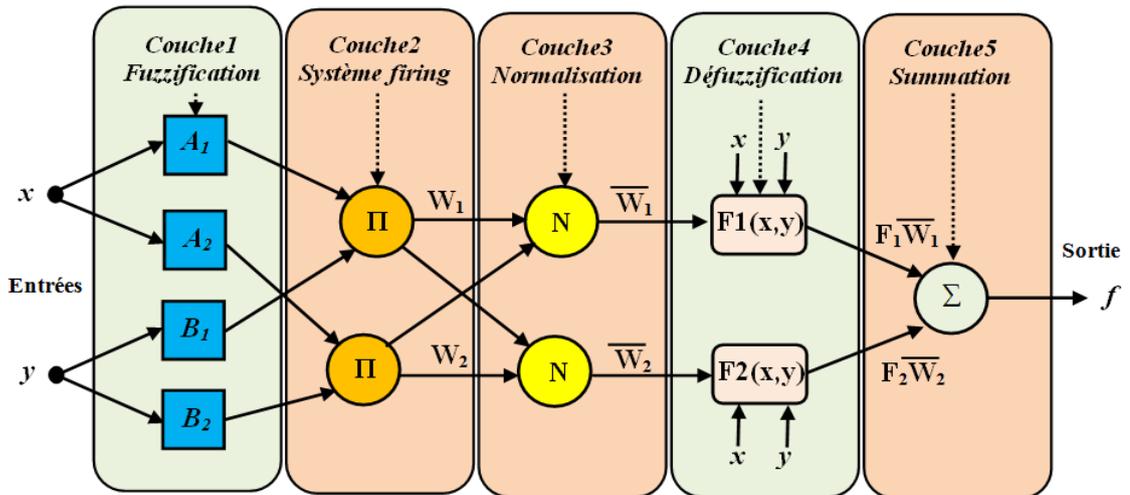


Figure. A.3. Architecture du système ANFIS pour deux règles floues

Ce système d'inférence flou comporte deux entrées x et y , et une seule sortie f . La base de règles contient deux règles floues de type *Takagi-Sugeno*. Ce réseau adaptatif est de type multicouche dont les connexions ne sont pas pondérées. Le système présente deux catégories de nœuds, les nœuds carrés (adaptatifs) contiennent des paramètres, et les nœuds circulaires (fixes) sans paramètres.

Toutefois, chaque nœud (carré ou circulaire) applique une fonction sur ses signaux d'entrées, la sortie $O_{k,i}$ du nœud i de la couche k (appelée nœud (i,k)) dépend des signaux provenant de la couche $k-1$ et des paramètres du nœud (i, k) , où $nk-1$ est le nombre de nœuds dans la couche $k-1$, et a, b et c sont les paramètres du nœud (i, k) . Pour un nœud circulaire ces paramètres n'existent pas. Pour cela, chaque couche de ce réseau est destinée pour une tâche bien définie [142-143]

Annexe. V.2. Processus d'apprentissage du contrôleur ANFIS pour MPPT

Le contrôleur ANFIS est utilisé dans cette thèse pour estimer le point maximal de puissance MPPT du système de conversion éolienne proposé, la tâche de ce contrôleur

consiste à rassembler les ensembles des données d'entrée-sortie afin de faire l'apprentissage de notre système.

Les données d'apprentissage sont générées à l'aide du modèle efficace du système de conversion d'énergie éolien (SCEE) développé dans l'environnement Matlab/Simulink.

Les étapes du processus d'apprentissage du contrôleur ANFIS suivies pour obtenir les données optimales, sont résumées comme suit :

Étape.1 : Chargement des données d'entraînement: Les données d'apprentissage contiennent à la fois les données d'entrée et de sortie (données cibles) disposées en colonne dans un seul fichier de données.

Étape.2 : Fuzzification et sélection de la fonction d'appartenance (MFs): ici, les données d'entraînement nettes (non floues) sont converties en un ensemble flou à l'aide de la fonction d'appartenance appropriée MFs.

Étape.3 : Définition de la règle floue : la règle floue “**Si- Alors**” est définie en fonction de l'entrée pondérée fuzzifiée.

Étape.4 : Définir l'algorithme d'apprentissage: l'algorithme d'apprentissage est utilisé pour mettre à jour les paramètres adaptatifs afin de minimiser l'erreur de mappage ou d'allocation.

Étape.5 : Défuzzification et extraction de résultat: la défuzzification est le processus de conversion du résultat ANFIS fuzzifié dans la sortie nette. Le dernier processus consiste à extraire le fichier du système d'inférence floue FIS dans l'espace de travail.

Annexe. V.3 : Structure d'un système flou type-2.

Ce système flou de type-2 contenant principalement cinq éléments de base, bloc de fuzzification, base de règle, moteur d'inférence, Type réducteur et bloc de défuzzification. Chaque élément ayant une tâche bien définie comme suite :

a. Fuzzification

La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Dans ce travail, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée [147].

b. Base de règle

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même.

La seule différence étant que quelques (ou toutes les) fonctions d'appartenance seront de type-2; alors, la $j^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } F_1^j \text{ } x_2 \text{ est } F_2^j \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n^j \text{ Alors } y = G^j \quad (\text{A.1})$$

Où $x_i (i=1, \dots, n)$ sont les entrées du système flou, F_i^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , $y = G^j$ est un singleton de type-2 et y est la sortie. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [148].

c. Mécanisme d'inférence

Pour des raisons de simplifications de calcul, seuls les ensembles flous type-2 intervalle sont employés. Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (A.1) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T$ et la sortie scalaire u . La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé au $j^{\text{ème}}$ ensemble flou de sortie:

$$F(x) = \left[\prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^j}(x) \right] \quad (\text{A.2})$$

Où $\mu_{\tilde{F}_i^j}(x)$ est l'intervalle d'activation associé au variable x

Si l'on note l'ensemble flou de sortie correspondant à la $j^{\text{ème}}$ règle R^j par \tilde{R}^j . Lorsqu'une entrée \underline{x}' est appliquée, comme nous utilisons une fuzzification de type Singleton, qui veut dire que l'ensemble X' auquel appartient \underline{x}' possède un degré d'appartenance unitaire à $\underline{x} = \underline{x}'$ et zéro ailleurs, par conséquent l'ensemble de sortie correspondant à la $j^{\text{ème}}$ règle est calculé à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap comme suit :

$$\mu_{\tilde{B}^j}(y) = \mu_{\tilde{G}^j}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^j}(x_i) \right] \quad (\text{A.3})$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t -norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au $j^{\text{ème}}$ ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par:

$$F^j(\underline{x}) = \left[F^j(\underline{x}), \overline{F}^j(\underline{x}) \right] \quad (\text{A.4})$$

Où : $F^j(\underline{x}) = \underline{\mu}_{\overline{F}_1^j}(x_1) \times \underline{\mu}_{\overline{F}_2^j}(x_2) \times \dots \times \underline{\mu}_{\overline{F}_n^j}(x_n)$, et $\overline{F}^j(\underline{x}) = \overline{\mu}_{\overline{F}_1^j}(x_1) \times \overline{\mu}_{\overline{F}_2^j}(x_2) \times \dots \times \overline{\mu}_{\overline{F}_n^j}(x_n)$, les termes $\underline{\mu}_{\overline{F}_j^j}(x_i)$ et $\overline{\mu}_{\overline{F}_j^j}(x_i)$ sont respectivement les degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\overline{F}_j^j}(x_i)$.

d. Réduction de type

La sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, il faut la réduire avant qu'elle soit défuzzifiée, et pour la transformer en un ensemble flou type-1, la méthode des centres d'ensembles est utilisée [150]. L'expression de l'ensemble flou de type réduit est donnée par l'équation suivante :

$$Y_{\text{cos}}(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} 1 / \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \quad (\text{A.5})$$

Étant donné que chaque ensemble dans l'équation (A.5) est un ensemble type-1 intervalle, alors Y_{cos} est aussi un ensemble type-1 intervalle dont le domaine est situé sur l'axe des réels

$$Y_{\text{cos}}(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = [y_l, y_r] \quad (\text{A.6})$$

Où y_l et y_r sont deux points de gauche et de droite caractérisant l'ensemble réduit $Y_{\text{cos}}.f^l(\underline{x})$ est $l^{\text{ème}}$ élément de l'intervalle d'activation de (A.6) et Y^i est un élément de l'intervalle type-2 $Y^j = [y_l^j, y_r^j]$. Afin de calculer les points y_l et y_r , un algorithme itératif a été développé par *Karnik et Mendel* [150], dont la manière de calcul est donnée comme suit :

➤ *Calculer y_l* : nous aurons 7 étapes pour calculer y_l comme suite :

1. Discrétiser l'espace de sort Y en un nombre suffisant de points en choisissant comme segment les centroïdes des ensembles flous impliqués dans l'activation des règles.
2. Trier y^j dans un ordre croissant : $y^1 \leq y^2 \leq \dots \leq y^k$.

3. Initialiser f^j en prenant comme point de départ : $f^j = \frac{f^j + \bar{f}^j}{2}, j = 1, \dots, k$ ensuite

$$\text{calculé } y^l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \text{ et pose } y_l' = y_l.$$

4. Trouver un point de commutation $N (1 \leq N \leq k-1)$ qui satisfait $y^k \leq y_l \leq y^{k+1}$.

5. Pose : $f^i = \begin{cases} \bar{f}^j, & j < N \\ f^j, & j > N \end{cases}$ et calcule $y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j}$ et pose $y_l'' = y_l$.

6. Si $y_l'' \neq y_l$ aller à l'étape 6. Si $y_l'' = y_l$, arrête et poser $y_l'' = y_l$.

7. Poser $y_l'' = y_l$ et aller à l'étape 3.

➤ Calculer y_r : pour cela nous avons fait 7 étapes de calcul comme suite :

1. Discrétiser l'espace de sort Y en un nombre suffisant de points en choisissant comme segment les centroïdes des ensembles flous impliqués dans l'activation des règles.

2. Trier y^j dans un ordre croissant : $y^1 \leq y^2 \leq \dots \leq y^k$.

3. Initialiser f^j en prenant comme point de départ : $f^j = \frac{f^j + \bar{f}^j}{2}, j = 1, \dots, k$ ensuite

$$\text{calculé } y^l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \text{ et pose } y_r' = y_r.$$

4. Trouver un point de commutation $N (1 \leq N \leq k-1)$ qui satisfait $y^k \leq y_r \leq y^{k+1}$.

5. Pose : $f^i = \begin{cases} \bar{f}^j, & j < N \\ f^j, & j > N \end{cases}$ et calcule $y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j}$ et pose $y_r'' = y_r$.

6. Si $y_r'' \neq y_r$ aller à l'étape 6. Si $y_r'' = y_r$, arrête et poser $y_r'' = y_r$.

7. Poser $y_r'' = y_r$ et aller à l'étape 3.

e. Défuzzification :

Le type réduit montré dans l'équation (A.7) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement y_l et y_r . En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie numérique sera donnée par :

$$Y = \frac{y_r + y_l}{2} \quad (\text{A.7})$$

Le système flou type-2 est caractérisé par deux vecteurs de la fonction de base floue (FBF). Dans ce cas y_l et y_r peuvent être écrits comme suit :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f_l^j}{\sum_{j=1}^k f_l^j} = \sum_{j=1}^k y^j h_l^j = \underline{y}_l^T \underline{h}_l^T(x) \quad (\text{A.8})$$

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f_r^j}{\sum_{j=1}^k f_r^j} = \sum_{j=1}^k y^j h_r^j = \underline{y}_r^T \underline{h}_r^T(x) \quad (\text{A.9})$$

Où f_l^j et f_r^j . Sont des degrés d'activation contribuent aux points extrêmes droit et gauche respectivement y_l et y_r , $h_r^j = \frac{f_r^j}{\sum_{j=1}^k f_r^j}$ et $h_l^j = \frac{f_l^j}{\sum_{j=1}^k f_l^j}$ sont les composant du premier vecteur de la fonction de base floue (FBF) du premier ordre, où $\underline{y}_r^T = [y_r^1, \dots, y_r^k]$, $\underline{h}_r^T = [h_r^1, \dots, h_r^k]$, $\underline{y}_l^T = [y_l^1, \dots, y_l^k]$ et $\underline{h}_l^T = [h_l^1, \dots, h_l^k]$ est la conclusion du système flou type-2 et le résultat final est donné comme suite :

$$Y = \frac{\underline{y}_l^T \underline{h}_l^T + \underline{y}_r^T \underline{h}_r^T}{2} \quad (\text{A.10})$$

Cette sortie non floue qui correspond au courant, qui peut être appliquée à l'entrée de la régulation de boucle de courant du filtre actif parallèle

Bibliographie

- [1] **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.
- [2] **J. Arrillaga, D. A. Bradley, P. S. Bodger**, “*Power System Harmonics*”. Wiley, New York, 1983.
- [3] **C. Collombet, J.M. Lupin, J. Schonek**, “Perturbation harmoniques dans les réseaux pollues et leur traitement”, Schneider Electric, Cahier Technique No. 152, Septembre 1999.
- [4] **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.
- [5] **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
- [6] **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) ”.
- [7] **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.
- [8] **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.
- [9] **A. Chaoui**, “Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires”, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [10] **W.M. Grady, S. Santoso**, “Understanding Power System Harmonies”, IEEE Power Engineering Review, November 2001.
- [11] “**IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**”, in IEEE Std. 519-1992, pp.1-112, April, 1993.
- [12] “**Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input < 16 A per phase)**”, International Electrotechnical Commission (IEC), standard, Geneva, 2005.
- [13] **P. Ferracci**, “*Cahier technique n°199 la qualité de l’énergie électrique* ”, Revue Schneider Electric 2011.
- [14] **G. Gong U. Drofenik, 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] **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.
- [17] **P. Nonnon**, “Contribution à l'étude d'un Redresseur MLI à perturbations minimales du réseau ”, Thèse de Doctorat de l'INPL de Nancy 1991.
- [18] **N. Bernard, B. Multon, H. Ben Ahmed**, “Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant ”, Revue 3EI, pp.56-65. 2003.
- [19] **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.
- [20] **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.
- [21] **Chang, G.W., et al.** “Passive Harmonic Filter Planning in a Power System With Considering Probabilistic Constraints,” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24.No.1, pp. 208-218, 2009.
- [22] **S. Hansen, P. Nielsen, P. Thogersen, F. Blaabjerg**, “Line side harmonic reduction techniques of PWM adjustable speed drives-A cost-benefit analysis,” Proc. of NORPIE Conf. pp. 271-277. 2000.
- [23] **J.C. Das**, “Passive filters – potentialities and limitations,” IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 40. No.1, pp.232-241. Jan/Feb 2004.
- [24] **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.
- [25] **H. Akagi**, “Active harmonic filters ”, IEEE Trans. of Power Electronics, Vol. 93, No. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [26] **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.
- [27] **H. Akagi, H. Fujita**, “New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems ”, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, pp. 1570-1575, Jul.1995.
- [28] **Akagi, A. Nabae, S. Atoh**, “Control Strategy of Active Power Filters using Multiple Voltage-Source PWM Converters ”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 3, pp. 460-465, May/Jun. 1986.
- [29] **H. Djeghloud**, “Le filtrage actif de puissance ”, Thèse de Doctorat en science de l'Université de Constantine, 2007.
- [30] **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.

- [31] **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.
- [32] **H. Akagi, H. Fujita, K. Wada**, “A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line”, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 35(3), pp. 638-645, 1999.
- [33] **R. Zahira, A. PeerFathima**, “A technical survey on control strategies of active filter for harmonic suppression », *Procedia Engineering*, pp.686-693, Vol.30, 2012.
- [34] **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.
- [35] **Ab. Hamadi, S. Rahmani**, “A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, 2009*.
- [36] **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.
- [37] **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.
- [38] **B. Boukezata, J. Gaubert, A. Chaoui, M. Hachemi**, “Predictive current control in multifunctional grid connected inverter interfaced by PV system”, *Solar Energy*, Vol. 139, pp. 130-141, Dec. 2016.
- [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] **S. Hussain Qazi, M. Wazir Mustafa**, “Review on active filters and its performance with grid connected fixed and variable speed wind turbine generator”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 57 , pp. 420-438. 2016.
- [41] **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.
- [42] **N. K. S. Naidu, B. Singh**, “Doubly fed induction generator for wind energy conversion systems with integrated active filter capabilities”, *IEEE Trans. Ind.Informat.*, Vol. 11, No. 4, pp.923-933, Aug. 2015.

- [43] **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.
- [44] **Enio R. Ribeiro, Ivo. Barbi**, “Harmonic Voltage Reduction Using a Series Active Filter Under Different Load Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 5, pp-1394-1402, Sep. 2006.
- [45] **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.
- [46] **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.
- [47] **F.Z. Peng, D.J. Adams**, “Harmonic sources and filtering approaches series/parallel, active/passive, and their combined power filters”, *Conference Record of the thirty-Fourth IAS IEEE Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 448-455. 1999.
- [48] **B. M. Bird, J. F. Marsh, P. R. Mc. Lellan**, “Harmonic Reduction in Multiple Converts by Triple-Frequency Current Injection”, *IEE Proceeding*, Vol. 116, No. 10, pp. 1730-1734, 1969.
- [49] **L. Gyugyi, E. C. Strycula**, “Active AC Power Filters ”, *Conference IAS Annual Meeting* , pp. 529-535. 1976.
- [50] **H. Akagi**, “Trends in active power line conditioners”, *IEEE Trans. Power Electron*, Vol.9, No. 3, pp. 263–268, May 1994.
- [51] **H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae**, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, No. 9, pp. 625–630, May/June. 1984.
- [52] **H. Akagie, H. Fujita**, “A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, Vol.10, No.3, pp.1570-1575, Jul. 1995.
- [53] **H. Akagi, H. Fujita, K. Wada**, “A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line”, *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol.35, No.3, pp. 638–645, 1999.
- [54] **V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, J. Dixon**, “An Active Power Filter Implemented with a three level NPC Voltage-Source Inverter ”, *Conference PESC’97*, Vol. 2, pp. 1121-1126, Jun.1997.
- [55] **A. L. Julian, R. Cuznerand G. Oriti, T. A. Lipo**, “Active filtering for common mode conducted EMI reduction in voltage source inverters”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '98.Conference Proceedings.Thirteenth Annual*, pp.934-939, Vol.2, Feb. 1998.

- [56] **S. Round, H. Laird, R. Duke, C. Tuck**, “An improved three-level shunt active filter”, Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth. Proceedings. International Conference on, pp.87-92, Vol.1, Dec, 1998.
- [57] **A.M. Al-Zamil, D.A. Torrey**, “ Harmonic compensation for three-phase adjustable speed drives using active power line conditioner”, Power Engineering Society Summer Meeting. IEEE, Vol.2, pp.867-872, Jul. 2000.
- [58] **A. Nava-Segura a, G. Mino-Aguilar**, “Four branches inverter based active filter for unbalanced 3 phase 4 wires electrical distribution systems”, Industry Applications Conference. Conference Record of the IEEE, Vol.4, pp.2503-2508, Oct. 2000.
- [59] **P. C. Tan, P C Loh, D. G. Holmes**, “A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19, No.4, Jul. 2004.
- [60] **F.A. Talukdar, S. Choudhuri , S.K. Biswas**, “An instantaneous three phase four wire shunt active filter strategy”, Power Electronics and Drive Systems. Proceedings.4th IEEE International Conference on, Vol.2, pp.835-840, Oct. 2001.
- [61] **M. Rastogi, P. W. Hammond, S. R. Simms**, “Multi-level Active Filter for Medium Voltage Applications”, Conference PEDS’05, Vol. 2, pp. 1508-1513, Nov. 2005.
- [62] **M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, S. Saadate**, “New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions”, Electric. Power Syst. Res. Vol.79, pp. 759–765. 2009.
- [63] **N. Zaveri, A. Chudasama**, “Control strategies for harmonic mitigation and power factor correction using shunt active filter under various source voltage conditions ”, Electrical Power And Energy Systems, Vol.42, pp.661-671, 2012.
- [64] **A. Choudhary, P. Gaur**, “Current Control Strategies for Active Filter for Harmonic Mitigation”, International Journal of Innovation and Scientific Research”, Vol. 10, No. 1, pp. 27-34, Oct. 2014.
- [65] **S. Mikkili, A.K. Panda** , “ Real-time implementation of PI and fuzzy logic controllers based shunt active filter control strategies for power quality improvement”, Electrical Power and Energy Systems, Vol.43, pp.1114-1126, 2012.
- [66] **F. Hamoudi**, “ Contribution aux stratégies de commande avancées d’un filtre actif shunt à quatre fils”, Thèse Doctorat en science. Université de Batna, 2012.
- [67] **A. Ketabi, M. Farshadnia, M. Malekpour, R. Feuillet**, “ A new control strategy for active power line conditioner (APLC) using adaptive notch filter”, Electrical Power and Energy Systems, Vol.47, pp.31-40, 2013.
- [68] **K. Djezia**, “ Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus”, Thèse Doctorat en Science. Université de Sétif-1,2015.

- [69] **B. Aziz**, “ Contribution à l’étude des stratégies d’identification harmoniques et de commande basées sur les techniques avancées pour les compensateurs actifs des réseaux électriques”, Thèse Doctorat. Université de Annaba, 2015.
- [70] **G. Ismail**, “ Etude Et Réalisation D’un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle”, Thèse Doctorat. Université de Biskra, 2016.
- [71] **A. Beddar, H. Bouzekri, B. Babes, H. Afghoul**, “Experimental enhancement of fuzzy fractional order PI+I controller of grid connected variable speed wind energy conversion system”, *Energy Conversion and Management*, Vol. 123, pp.569-580, Sep. 2016.
- [72] **H. Afghoul**, “Approche avancée du filtrage actif et du contrôle de puissances dans les installations photovoltaïques interconnectées au réseau”, Thèse Doctorat. Université de Sétif, 2016.
- [73] **T. Mahni**, “Etude et Conception d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé a Quatre Fils en vue de sa Commande par des Méthodes d'Intelligence Artificielle”, Thèse Doctorat. Université de Batna, 2017.
- [74] **N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla, A. Boutaghane**, “An advanced control approach for current harmonic cancellation using shunt active power filter”, *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, Vol. 5, No. 1, pp.35-42. 2015.
- [75] **N. Hamouda, K. Hemsas, H. Benalla**, “Etude Comparative des Techniques de Filtrage Actif Sélectif par le Référentiel Synchrone de Park d-q et l’Approche FMV”, *Mediterranean Journal Of Modeling and Simulation* ISSN : 2335-1357, Vol. 1, No. 1, pp. 89-98, 2014.
- [76] **N. Hamouda, H. Benalla, K. Hemsas**, “Impact d’une Charge Fortement Capacitive Sur la Qualité du Filtrage d’un FAP Contrôlé Par un Filtre Multi-Variable Hautement Sélectif”, *Revue des Sciences et de la Technologie - RST-* Vol. 5, No.1, pp. 50-59, Jan, 2014.
- [77] **N. Hamouda, K. Hemsas, H. Benalla, C. Hamouda, S. Dehimi**, “Etude comparative entre trois techniques de filtrage actif parallèle sélectif”, *Troisième Conférence sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l’Electrotechnique, CIMGLE’13*, IUT Montereuil / Tremblay, France, 13-15, Nov. 2013.
- [78] **N. Hamouda, K.E. Hemsas, H. Benalla, B. Babes**, “Etude Comparative de la Compensation Active Par Action Sélective Par l’Approche FMV et Par la Théorie des Puissances Instantanées P-Q”, *International Conference on Electrical Engineering, Proceedings Cd of the CIGE-2013*, Paper-ID 152, 17-19. Bechar, Algeria. Nov, 2013.
- [79] **N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla, A. Boutaghane**, “An Advanced Control Approach for a Shunt Selective Active Power Filter”, *International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control, Proceedings Cd of the ICEEAC-2013*, Paper-ID 188, 24-26 Setif, Algeria. Nov, 2013.

- [80] **M.S. Hamad, K.H. Ahmed, B.W. Williams**, "Selective harmonic filtering of a medium voltage six-pulse line commutated rectifier using an adaptive active power filter", *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Vol.30, pp.943-948, 2011.
- [81] **N. Hamouda, H. Benalla, B. Babes**, "Impact Majeur du Condensateur de Filtrage sur la Qualité d'un Filtre Actif Parallèle Contrôlé par l'Approche d'un FMV", *International Conference on Electrical Engineering Proceedings Cd of the CIGE-2013*, Paper-ID 151, 17-19 Bechar, Algeria. Nov, 2013.
- [82] **N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla**, "Etude Comparative des Techniques de Filtrage Actif Sélectif par le Référentiel Synchrone de Park d-q et l'Approche FMV", *Proceedings of the 1st International Conference on Electrical Energy and Systems*, pp 106-110, Annaba, Algeria. Oct, 22-24, 2013.
- [83] **N. Hamouda, H. Benalla, K. E Hemsas**, "Etude Comparative des Techniques de Filtrage Actif Parallèle Par Sélectif Par L'Algorithme de la Puissance Instantané P-Q et Par l'Approche d'un Filtre Multi-Variable FMV", *Proceedings of the 7th International Conference on Electrical Engineering, CEE'2012*, pp 470 -474, 08-10 Oct, 2012.
- [84] **N. Hamouda, H. Benalla, K.E. Hemsas**, "Influence des charges à caractères capacitive sur la qualité du filtrage d'un PAF contrôlé par l'approche FMV hautement sélectif", *Deuxième Conférence sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l'Electrotechnique, CIMGLE'12, ENSET Oran en collaboration IUT Tremblay (France), IUT Monterieuil (France) et ESP de Dakkar (Sénégal)*, , Oran, Algeria, 19-21 Nov 2012.
- [85] **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.
- [86] **K. Steela, B. Singh Rajpurohit**, "A survey on active power filters control strategies", *Power Electronics (IICPE), 2014 IEEE 6th India International Conference*. 2014.
- [87] **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.
- [88] **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.
- [89] **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.
- [90] **C. Y. Hsu, H. Y. Wu**, "A new single phase active power filter with reduced energy storage capacity", *IEE Proc. Electr. Power Appl*, Vol. 143, No. 1, pp. 25-30, January 1996.
- [91] **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.

- [92] **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.
- [93] **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.
- [94] **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
- [95] **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.
- [96] **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 (Icrep’03), Vigo. 2003.
- [97] **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.
- [98] **A. Gaillard**, “Système éolien basé sur une MADA : contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service”, Thèse de doctorat, l’Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [99] **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”, 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2011), Bursa. 2011.
- [100] **M. Rukonuzzaman, M. Nakaoka**, “Single-phase shunt active power filter with harmonic detection,” in Proc. Electr. Power Appl. Vol.02, pp. 343-350, 2002.
- [101] **M. T. Haque**, “Single-Phase PQ Theory”, IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference PESC’02, pp. 1815-1820. Cairns, Australia, 2002.
- [102] **M. T. Haque**, “Single-Phase PQ Theory for Active Filters”, TENCON’02, Beijing, pp. 1941-1944, China, 2002.
- [103] **S. Biricik, S. Redif, S. K. Khadem, M. Basu**, “Improved harmonic suppression efficiency of single-phase APFs in distorted distribution systems”, International Journal of Electronics, Vol. 103, No. 2, pp.232–246, 2016.
- [104] **M. Saitou, N. Matsui, T. Shimizu**, “A Control Strategy of Single-Phase Active Filter Using a Novel d-q Transformation”, Industry Applications Conference, Salt Lake City, U.S.A., pp. 1222-1227. 2003.

- [105] **M. Saitou, N. Matsui, T. Shimizu**, “A control strategy of single phase active filter using a novel d-q transformation,” In Proc. IEEE IAS '03, pp. 1222-1227, 2003.
- [106] **V. Khadikar, A. Chandra, B. N. Singh**, “Generalized single-phase p-q theory for active power filtering: simulation and DSP-based experimental investigation”, IET Power Electronics, Vol.2, No.1, pp.67-78. 2009.
- [107] **R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, M. Dame** “A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame,” In Proc .IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.1431-1436, 2002.
- [108] **S. Golestan, M. Joorabian, H. Rastegar, A. Roshan, J.M. Guerrero**, “Droop based control of parallel-connected single phase inverters in D-Q rotating frame”, In Proc. IEEE Industrial Technology, pp.1-6, 2009.
- [109] **P. K. Linash, M. K. Mishra**, “Comparison of Single Phase Shunt Active Power Filter Algorithms”, Power India Conference, pp. 8-15. Mumbai, India, 2006.
- [110] **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.
- [111] **S. K. Jain, P. Agrawal, H. O. Gupta**, “Fuzzy Logic controlled shunt active power filter for power quality improvement”, IEE proceedings in Electrical Power Applications, Vol.149, No.5, Sep, 2002.
- [112] **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.
- [113] **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.
- [114] **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.
- [115] **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.
- [116] **M. Cavalcanti, G.M.S. Azevedo**, “Unified Power Conditioner in a Grid Connected Photovoltaic System”, Electrical Power Quality and Utilisation Journal, Vol. XII, No.2, 2006.

- [117] **A. G. Perdicarris, A.S. Rao**, “Computer simulation of real- time control systems”, *Industrial Electronics*, 1995. ISIE '95, Proceedings of the IEEE International Symposium on, Vol.2, pp. 724-729. Athens, 10-14 Jul, 1995.
- [118] **L. Asiminoaei, S. Hansen, C. Lascu**, “Selective harmonic current mitigation with shunt active power filter”, *IEEE Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Aalborg, Denmark. 2007.
- [119] **R.I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, F. Profumo**, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 1402-1412, 2005.
- [120] **J. Svensson, R. Ottersten**, “Shunt active filtering of vector current controlled SC at a moderate switching frequency” , *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, pp. 1083-1090, 1999.
- [121] **P. Mattavelli**, “Closed-loop selective harmonic compensation for active filters”, *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 37, No. 1, pp. 81-89, 2001.
- [122] **C. Lascu, L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, I. Boldea**, “High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters”, *Proc. of OPTIM'06*, Vol. 1, pp. 205-212, 2006.
- [123] **L. Qian, D. Cartes, Q. Zhang**, “Three-Phase Harmonic Selective Active Filter Using Multiple Adaptive Feed Forward Cancellation Method”, *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006.
- [124] **J. Miret, M. Castilla, J. Matas, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez**, “Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3117-3127, Aug. 2009.
- [125] **P. Jintakosonwit, H. Fujita, H. Akagi**, “Control and performance of a fully digital controlled shunt active filter for installation on a power distribution system”, *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 17, No.1, pp. 132-140, Jan. 2002.
- [126] **Hui Li, K. L. Shi, P. McLaren**, “Neural Network Based Sensorless Maximum Wind Energy Capture with Compesated Power Coefficient”, *IEEE* 2004.
- [127] **G. Balaji, Dr. I. Gnanambal, S. Suganya**, “Power converter Topology for PMWG System”, *IOSR Journal of Engineering (IOSRJEN)*, 2013.
- [128] **E. Koutroulis, K. Kalaitzakis**, “Design of a Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications”, *IEEE Transactions*, 2006.
- [129] **Y. Xia, K. H. Ahmed, B. W. Williams**, “A new maximum power point tracking technique for permanentmagnet synchronous generator based wind energy conversion system”, *IEEE Trans. Power. Electron*, Vol. 26, No. 12, pp. 3609-3620, Dec. 2011.

- [130] **C. T. Pan, Y. L. Juan**, “A novel sensorless MPPT controller for a high efficiency micro-scale wind power generation system”, *IEEE Trans. Energy. Convers*, Vol. 25, No. 1, pp. 207-216, Mar. 2010.
- [131] **V. Agarwal, K. Rakesh, A. Pravin, P. C. Patki**, “A novel scheme for rapid tracking of maximum power point inwind energy generation systems,” *IEEE Trans. EnergyConvers*, Vol. 25, No. 1, pp. 228-236, Mar. 2010.
- [132] **W. M. Lin, C. M. Hong**, “Intelligent approach to maximum power point tracking control strategy for variable speed wind turbine generation system,” *Energy*, Vol. 35, No.6, pp. 2440-2447, Apr. 2010.
- [133] **S. M. R. Kazmi, H. Goto, H. J. Guo, O. Ichinokura**, “A novel algorithm for fast and efficient speed sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 58, No. 1, pp.29-36, Jan. 2011.
- [134] **V. Galdi, A. Piccolo, P. Siano**, “Designing an adaptive fuzzy controller for maximum wind energy extraction,” *IEEE Trans. Energy.Convers*, Vol. 23, No. 2, pp.559-569, Jun. 2008.
- [135] **M. Pucci, M. Cirrincione**, “Neural MPPT control of wind generators with induction machines without speed sensors,” *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 58, No. 1, pp.37-47, Jan. 2011.
- [136] **C. Wei, Z. Zhang, W. Qiao, L. Qu**, “Reinforcement learning-based intelligent maximum power point tracking control for wind energy conversion systems,” *IEEE Trans Ind Electron*, Vol. 62, No. 10, pp. 6360-6370, Oct. 2015.
- [137] **S. El aimani**, “Modélisation de différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension,” thèse de doctorat de l’université des sciences et technologies de Lille1 (USTL), 2004.
- [138] **S. S. Mali, B. E. Kushare**, “MPPT Algorithms: Extracting Maximum Power from Wind Turbines”, *International Journal of Innovative Research in EEICE*, 2013.
- [139] **H. Eduardo menalopez**, “Maximum power tracking control scheme for wind generator systems”, In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master Of Science Texas A&M University-2007.
- [140] **S.M.Barakati, M.Kazerani, J. D. Aplevich**, “Maximum power tracking control for a wind turbine system including a Matrix Converter”, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 2009.
- [141] **H. Li, K. L. Shi, P. McLaren**, “Neural Network Based Sensorless Maximum Wind Energy Capture with Compesated Power Coefficient”, *IEEE* 2004.
- [142] **J. S. R. Jang**, “ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference systems”, *IEEE Transactions Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 23, No. 3, pp. 665– 685, May 1993. Publishing Ltd. 1990.
- [143] **L. Kottas, S. Boutalis, D. Karlis**, “New Maximum Power Point Tracker for PV Arrays Using Fuzzy Controller in Close Cooperation With Fuzzy Cognitive Networks”, *IEEE Transaction on Energy Conversion* , Vol. 21, No. 3, pp. 793- 803. Sep. 2006.

- [144] **B. Singh, D. T. Shahani, A. K. Verma**, “Neural network controlled grid interfaced solar photovoltaic power generation,” *IET Power Electron.*, Vol. 7, No. 3, pp. 614-626, Mar. 2014.
- [145] **K. Abbas, N. Saeid, C. Doug, S. Dipti**, “Interval type-2 fuzzy logic systems for load forecasting: A comparative study,” *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol. 27, No. 3, pp. 1274-1282, Aug. 2012.
- [146] **G.J. Klir and B. Yuan**, “Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems: Selected Papers by Lotfi A. Zadeh.” World Scientific Pub Co Inc, 1996.
- [147] **D. W. W. W. Tan**, “A simplified type-2 fuzzy logic controller for real-time control,” *ISA Transactions*, Vol. 45, No. 4, pp. 503-516, Oct. 2006.
- [148] **J. M. Mendel, R. I. Bob John**, “Type-2 Fuzzy Sets Made Simple”, *IEEE transactions on fuzzy systems*, vol. 10, no. 2, Apr 2002.
- [149] **J.M. Mendel**, “Fuzzy Logic Systems for Engineering: a Tutorial”, *Proceedings of the IEEE*, 83(3): pp.345–377, 1995.
- [150] **J.M. Mendel**, “Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions”, Prentice-Hall, 2001.
- [151] **J. Jacobs, D. O. Detjen, R. W. De Doncker**, “An overview of methods to determine the harmonics in three-phase systems”, *Proc. of IEEE Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering Distributed Generation*, 2002.
- [152] **J. Fei, S. Hou**, “Adaptive fuzzy control with supervisory compensator for three-phase active power filter,” *Journal of Applied Mathematics*, Vol. 2012, Article ID 654937, 13 pages, 2012.
- [153] **B. Kedjar, K. Al-Haddad**, “LQR with integral action to enhance dynamic performance of three-phase three-wire shunt active filter,” in *proc. of IEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), USA, 2007*, pp. 1138-1144, 2007.
- [154] **S. G. Jeong, M. H. Woo**, “DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 44, No. 3, pp. 329-336, Jun. 1997.
- [155] **O. Aissa, S. Moulahoum, I. Colak, B. Babes, N. Kabache**, “Analysis, design and real-time implementation of shunt active power filter for power quality improvement based on predictive direct power control,” *ICRERA 2016. IEEE Int. Conf*, pp. 79-84, 2016.

Liste des publications et communications

1. Articles de revues internationales

1. **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. 1587-15999, 2017.
2. **B. Babes, L. Rahmani, A. Chaoui, N. Hamouda**, "Design and experimental validation of a digital predictive controller for variable speed wind turbine systems," Journal of Power Electronics (JPE), Vol. 17, No. 1, pp. 232-241, 2017.
3. **N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla, A. Boutaghane**, " An advanced control approach for current harmonic cancellation using shunt active power filter" International. Journal of. Industrial Electronics and Drives ISSN online: 1757-3882 (IJIED 2015) Vol. 5, N0. 1, **2015**. pp 35-42.

2. Articles de revues nationales

1. **N. Hamouda, K. Hemsas, H. Benalla**, "Etude Comparative des Techniques de Filtrage Actif Sélectif par le Référentiel Synchrone de Park d-q et l'Approche FMV", Mediterranean Journal Of Modeling and Simulation ISSN : 2335-1357, Volume 1, Issue 1, **2014**, Pages 89-98.
2. **N. Hamouda, H. Benalla, K. E. Hemsas**, " Impact d'une Charge Fortement Capacitive Sur la Qualité du Filtrage d'un FAP Contrôlé Par un Filtre Multi-Variable Hautement Sélectif ", Revue des Sciences et de la Technologie - RST- Volume 5 N°1 / janvier **2014** pp 50-59.
3. **B. Babes, A. Bouafassa, L. Rahmani, N. Hamouda** " Real Time Implementation of Shunt Active Power Filter (SAPF) for Harmonic suppression and Power Quality Improvement " International Journal on Advanced Electrical Engineering (IJAE), September **2013** ISSN:2335-1209 Vol 1, No 3 pp 159-168.

3. Articles de conférence internationale

1. **N. Hamouda, K. Hemsas, H. Benalla, C. Hamouda**, " Etude comparative entre trois techniques de filtrage actif parallèle sélectif", Troisième conférence sur la maintenance, la gestion, la logistique et l'électrotechnique, CIMGLE'13, IUT Montereuil / Tremblay , 13-15 Nov. **2013. France**.
2. **N. Hamouda, K.E. Hemsas, H. Benalla, B. Babes**, " Etude Comparative de la Compensation Active Par Action Sélective Par l'Approche FMV et Par la

Théorie des Puissances Instantanées P-Q", International Conference on Electrical Engineering, Proceedings Cd of the CIGE-2013, Paper-ID 152, 17-19 November 2013. Bechar, **Algeria**.

3. **N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla, A. Boutaghane**, " An Advanced Control Approach for a Shunt Selective Active Power Filter", International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control, Proceedings Cd of the ICEEAC-2013, Paper-ID 188, 24-26 November 2013. Setif, **Algeria**.
4. **N. Hamouda, H. Benalla, B. Babes** " Impact Majeur du Condensateur de Filtrage sur la Qualité d'un Filtre Actif Parallèle Contrôlé par l'Approche d'un FMV " International Conference on Electrical Engineering Proceedings Cd of the CIGE-2013, Paper-ID 151, 17-19 November 2013. Bechar, **Algeria**.
5. **N. Hamouda, K. E. Hemsas et H. Benalla**, " Etude Comparative des Techniques de Filtrage Actif Sélectif par le Référentiel Synchrone de Park d-q et l'Approche FMV", Proceedings of the 1st International Conference on Electrical Energy and Systems, pp 106 - 110, October 22-24, 2013, Annaba, **Algeria**.
6. **N. Hamouda, H. Benalla et K. E Hemsas**, "Etude Comparative des Techniques de Filtrage Actif Parallèle Par Sélectif Par L'Algorithme de la Puissance Instantané P-Q et Par l'Approche d'un Filtre Multi-Variable FMV", proceedings of the 7th International Conference on Electrical Engineering, CEE'2012, pp 470 -474, 08 - 10 October 2012, University of Batna, Batna - **Algeria**.
7. **N. Hamouda, H. Benalla, K.E. Hemsas** , " Influence des charges à caractères capacitive sur la qualité du filtrage d'un PAF contrôlé par l'approche FMV hautement sélectif", Deuxième conférence sur la maintenance, la gestion, la logistique et l'électrotechnique, CIMGLE'12, **ENSET** Oran en collaboration IUT Tremblay (France), IUT Monterieuil (France) et ESP de Dakkar (Sénégal), 19-21 Novembre. 2012, Oran, **Algeria**.

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de dépollution harmonique des réseaux électriques basse tension à l'aide de compensateurs actifs de puissance, cette pollution harmonique est causée par l'utilisation illimitée des charges électrique non linéaire. Les causes, les effets de ces perturbations harmoniques et les normes internationales imposées pour protéger les consommateurs contre ces perturbations sont présentés. Ainsi, les différentes solutions traditionnelles et modernes qui face ce problème sont présentés. Nous avons accentué notre étude sur le développement des techniques de commandes du filtre actif parallèle (FAP), pour cela, nous avons exploité le développement des méthodes d'identifications des courants harmoniques de référence à base d'un filtre multivariable, ces nouvelles méthodes sont capable d'extraire correctement les courant harmoniques de référence nécessaires pour commander le FAP, et après ça, nous avons implémentée la méthode $(p-q)$ modifiée sur un FAP afin de réaliser un filtrage actif globale des courants harmoniques, le comportement et qualité de filtrage du FAP sont évalués avec deux genres de charges électriques, avec différent régimes de réseau électrique et avec une source d'alimentation photovoltaïque. Ensuite, nous avons développé deux techniques d'identification sélective harmonique à base d'un filtre multivariable (FMV), qui sont implémentées en temps réel, afin de réaliser une compensation active sélective de courants harmoniques spécifiques sous faible tension continue, ce travail a été clôturé par une validation expérimentale d'un FAP alimenter par un système éolien à base d'une GSAP, pour cela, nous avons implémenté trois contrôleurs pour commander ce système, qui sont le contrôleur prédictif du courant, le contrôleur flou de type-2, et un contrôleur ANFIS, et les résultats obtenus montre que, ce système est capable de compenser les harmoniques et la puissance réactive, et d'injecter aussi la puissance active au réseau électrique.

Mots clés : pollution harmonique, FAP, FMV, filtrage actif globale, filtrage actif sélectif, système éolien

Abstract

This thesis falls within the framework of harmonic depollution of the low voltage electrical networks using an active power compensators, this pollution is caused by the unlimited use of non-linear loads. The causes, the effects of these harmonic disturbances and the international standards imposed to protect the consumers against these disturbances are presented. Also, several traditional and modern solutions against the harmonic pollution are presented. We have focused our study on the development of the control techniques of shunt active power filter, For this reason, we have based on the development of methods for determining harmonic reference currents based on a multivariable filter (MVF), These new methods are able to correctly extract the reference harmonic currents necessary to control the SAPF, after that, we have implemented the modified $(p-q)$ method on the power active filter in order to carry out a global active compensation of the harmonics currents, the behavior and quality of filtering of the APF are evaluated with two kinds of electric loads, with different types of electrical network and with a photovoltaic power source. Then, we have developed two harmonic selective identification methods based on multivariable filter, which are implemented in real time, in order to realise a selective active compensation of specific harmonic currents under low DC link voltage, this work was closed by an experimental validation of an active power filter (APF) fed by a PMSG-based wind system, for this we implemented three controllers to control this system, which are the predictive current controller, Type-2 fuzzy logic controller, and an ANFIS controller. The experimental results obtained show that this system is capable of compensating for harmonics and reactive power, and also injected active power into the electrical network.

Key words : harmonic pollution, APF, MVF, global active filter, selective active filter, wind system, PMSG.

ملخص

تندرج هذه الأطروحة في إطار تنظيف الشبكات الكهربائية المنخفضة التوتر من مشكلة التلوثات التوافقية، وذلك باستخدام معوض الطاقة النشط، هذا التلوث التوافقي ناجم عن الاستعمال المفرط للحمولات الكهربائية غير الخطية، في البداية، قمنا بعرض الأسباب والآثار المترتبة على هذه الاضطرابات التوافقية وكذلك المعايير المفروضة على المستهلكين والموزعين للطاقة الكهربائية والتي يجب احترامها ومن خلال ذلك تم تقديم الحلول التقليدية والحديثة المختلفة التي تتصدى لحل هذه المشكلة، وقد ركزنا في عملنا هذا على تطوير تقنيات التحكم والمراقبة للمرشح الفعال للطاقة، وقد ركزنا بالخصوص على تطوير تقنيات استخراج التيارات التوافقية المرجعية التي تستخدم في التحكم في المرشح الفعال، هذه التقنيات تركز على إدراج مرشح متعدد التغيرات جذ انتقائي في عملية استخراج التيارات التوافقية المرجعية، هذه التقنيات المحدثة بإمكانها التكيف مع مختلف الاضطرابات المحتملة للشبكة الكهربائية ثلاثية الأطوار. وبعد ذلك قمنا بتنفيذ تقنية الطاقة الأينية المعدلة على المرشح النشط ثلاثي الطور بهدف تحقيق تصفية نشيطة كلية للتيارات التوافقية، إذ أن سلوك هذا المرشح النشط وجوده تصفيته تم تقييمها مع نوعين من الحمولات الكهربائية و مع أنماط مختلفة للشبكة الكهربائية وأيضاً من خلال تغديته من مولد للطاقة الضوئية. بعد ذلك، قمنا بتطوير تقنيتين للاستخراج التيارات التوافقية بصفة انتقائية والتي يستند مبدئ عملها على المرشح متعدد التغيرات الجذ انتقائي، وبعدها نقدناهما على المرشح النشط من أجل إجراء تصفية انتقائية نشيطة للتيارات التوافقية تحت جهد منخفض للتيار المستمر للمرشح النشط، ختمنا هذا البحث بإجراء تجارب على المرشح النشط مغذى من نظام طاقة الرياح الذي يركز بدوره مولد كهربائي ذو تيار متناوب وممغنط، لهذا قمنا بتطبيق ثلاث خوارزميات للتحكم في هذا النظام وهي كالاتي خوارزمية التحكم التنبؤي للتيار، وخوارزمية التحكم الضبابية من النوع-2 ووحدة التحكم بنظام الاستدلال الدقيق العصبي التكيفي، وقد أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها نجاعة هذا النظام، إذ أنه قادر على تصفية التيارات التوافقية والطاقة الكهربائية غير الفعالة، فضلاً عن حقن الفائض من طاقة الرياح المنتجة في الشبكة الكهربائية المستعملة.

كلمات مفتاحية: التلوثات التوافقية، المرشح الفعال، مرشح متعدد التغيرات، تصفية انتقائية نشيطة، نظام طاقة الرياح، تصفية نشيطة كلية