

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
جامعة فرحات عباس سطيف 1
UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1
UFAS (ALGERIE)

THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Présenté au département d'Electronique
Faculté de Technologie
Pour Obtenir le titre de

Docteur En Electronique

Spécialité : Instrumentation

Par

Mustapha SARRA

Thème

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES FILTRES ACTIFS HYBRIDES

Soutenu le : devant la commission d'examen composée de :

Mr. KHENFER Nabil	Prof. à l'université de Sétif	Président
Mr. KRIM Fateh	Prof. à l'université de Sétif	Directeur
Mr. REKIOUA Toufik	Prof. à l'université de Bejaia	Examineur
Mr. KHEZZAR Abdelmalek	Prof. à l'université de Constantine	Examineur
Mr. DRID Saïd	Prof. à l'université de Batna	Examineur
Mr. Rahmani Lazhar	Prof. à l'université de Sétif	Examineur

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
جامعة فرحات عباس سطيف 1
UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1
UFAS (ALGERIE)

THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Présenté au département d'Electronique
Faculté de Technologie
Pour Obtenir le titre de

Docteur En Electronique

Spécialité : Instrumentation

Par

Mustapha SARRA

Thème

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES FILTRES ACTIFS HYBRIDES

Soutenu le : devant la commission d'examen composée de :

Mr. KHENFER Nabil	Prof. à l'université de Sétif	Président
Mr. KRIM Fateh	Prof. à l'université de Sétif	Directeur
Mr. REKIOUA Toufik	Prof. à l'université de Bejaia	Examineur
Mr. KHEZZAR Abdelmalek	Prof. à l'université de Constantine	Examineur
Mr. DRID Saïd	Prof. à l'université de Batna	Examineur
Mr. Rahmani Lazhar	Prof. à l'université de Sétif	Examineur

Remerciement

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande Industrielle (LEPCI) de l'Université de Sétif, Algérie, et le Laboratoire d'Informatique et d'Automatique des Systèmes (LIAS), anciennement Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI) de l'Université de Poitiers, France.

Arrivant au terme de ce travail de thèse, je tiens à adresser tous mes remerciements à toutes les personnes qui d'une manière ou d'une autre m'ont aidé à accomplir cette thèse.

Tout d'abord, je tiens à remercier **M. Gérard CHAMPENOIS**, Professeur à l'Université de Poitiers, et ancien directeur du *L.A.I.I.*, ainsi que **M. Patrick COIRAULT**, Professeur à l'Université de Poitiers et actuel directeur du *L.I.A.S* (ex-*L.A.I.I.*), pour m'avoir accueilli aussi chaleureusement et avoir mis à ma disposition tous les moyens techniques et scientifiques nécessaires à l'exercice de mon travail.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mes deux directeurs de thèse :

- Monsieur **Fateh KRIM**, Professeur à l'Université de Sétif, pour son encadrement, son suivi permanent, pour tous ses encouragements et discussions tout au long de ces années et ses précieux conseils.

- Monsieur **Jean-Paul GAUBERT**, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers, sans qui cette thèse n'aurait jamais eu lieu, pour son encadrement, son dévouement, pour son aide ses sages conseils surtout dans l'aspect pratique, son soutien permanent, disponible, optimiste, je ne pouvais envisager meilleure encadrement, meilleure complémentarité. Merci.

Je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur **Nabil KHENFER**, Professeur à l'Université de Sétif, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.
Messieurs **Abdelmalek KHEZZAR**, Professeur à l'Université de Constantine,

Algérie, **Toufik REKIOUA**, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie, **Lazhar RAHMANI**, Professeur à l'Université de Sétif, Algérie, **Saïd DRID**, Professeur à l'Université de Batna, Algérie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de cette thèse.

Je tiens à remercier également **M. Abdelmadjid CHAOUI** pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être membre invité du jury.

Je voudrais remercier de tout mon cœur **ma mère, ma femme, mes enfants** et **mes sœurs** pour leur patience infinie, leur soutien inconditionnel, leurs encouragements tout au long de ces années et leur confiance dans ce projet.

Finalement, je remercie **tous mes amis**, lesquels m'ont encouragé jusqu'à la fin et avec lesquels j'ai partagé d'inoubliables instants de détente. Je tiens à remercier également tous ces amis qui m'ont accueilli pendant mes séjours à Poitiers.

A mon défunt père

A ma mère qu'ALLAH la garde et lui

procure santé, bonheur et longue vie.

A ma femme et mes enfants : merci pour votre

patience infini.

A mes sœurs et toute ma famille.

A tous mes amis

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I: Perturbation des réseaux électriques et solutions de dépollution.	
Introduction.....	4
I.1 Perturbations électriques et leurs origines.....	7
I.2 Perturbations harmoniques en courant et en tension.....	8
I.2.1 Origine des harmoniques.....	8
I.2.2 Effets des harmoniques.....	14
I.2.3 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	15
I.2.4 L'énergie réactive et le facteur de puissance.....	19
I.3 Normes et réglementations.....	20
I.4 Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	25
I.4.1 Solutions de dépollution traditionnelles.....	25
I.4.1.1 Dépollution des courants perturbateurs.....	25
I.4.1.1.1 Rééquilibrage des courants perturbateurs.....	25
I.4.1.1.2 Compensation de la puissance réactive.....	25
I.4.1.1.3 Compensation des courants harmoniques.....	26
I.4.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices.....	27
I.4.2 Solutions de dépollution conventionnelles.....	28
I.4.2.1 Dépollution des courants perturbateurs.....	28
I.4.2.2 Dépollution des tensions perturbatrices.....	28
I.4.2.3 Solution de dépollution adoptée.....	29
I.5 Filtres Actifs.....	29
I.5.1 Filtre actif parallèle ou shunt (F.A.P).....	29
I.5.1.1 Principe de fonctionnement.....	29
I.5.1.2 Mise en œuvre.....	30
I.5.2 Filtre actif parallèle à quatre fils.....	32
I.5.2.1 Filtre actif parallèle à quatre fils avec condensateur à point milieu.....	33
I.5.3 Filtre actif série (F.A.S).....	33
I.5.3.1 Principe de fonctionnement.....	33
I.5.1.2 Mise en œuvre.....	34
I.5.4 Combinaison filtres actifs parallèle-série (U.P.Q.C).....	35
I.5.5 Combinaison hybride filtres actifs et passifs.....	35
I.5.5.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	36
I.5.5.2 Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	37
I.5.5.3 Filtre hybrideparallèle comportant un transformateur et une inductance.....	38

I.5.5.4 Filtre hybride parallèle comportant un transformateur et un condensateur.....	39
I.5.5.5 Filtre hybride shunt sans transformateur.....	40
I.5.5.6 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	41
I.6 Conclusion.....	42
Chapitre II : Stratégies de commande, régulation et dimensionnement des filtres actifs.	44
Introduction.....	46
II.1 État de l'art des différents types de commande en courant.....	46
II.1.1 Commande par hystérésis.....	48
II.1.2 Commande par hystérésis modulée.....	49
II.1.3 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....	50
II.1.3.1 MLI inter sélective.....	51
II.1.3.2 MLI vectorielle.....	51
II.2 Etat de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques.....	52
II.2.1 Méthodes fréquentielles.....	52
II.2.2 Domaine temporel.....	53
II.2.2.1 Méthode des puissances instantanées (p-q).....	53
II.2.2.2 Méthode indirecte.....	58
II.2.2.3 Méthode courant instantané (d-q).....	59
II.2.2.4 Filtre adaptatif Notch.....	62
II.2.2.5 Boucle à verrouillage de phase (PLL).....	62
II.3 Etat de l'art des principaux régulateurs.....	64
II.3.1 Régulateur proportionnel- intégral.....	64
II.3.2 Commande par retour d'état avec intégrateur.....	64
II.3.3 Régulateur quasi linéaire.....	65
II.3.4 Régulateur flou.....	66
II.3.4.1 Régulateur flou de type Mamdani.....	66
II.3.4.2 Régulateur flou de type Sugeno.....	67
II.3.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Inference System)...	68
II.4 État de l'art de principaux algorithmes de commande.....	68
II.4.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF).....	69
II.4.2 Commande non linéaire.....	70
II.4.3 Commande par mode de glissement.....	70
II.4.4 Commande adaptative directe.....	71
II.4.5 Commande adaptative indirecte.....	71
II.4.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov.....	71
II.5 Conclusion.....	72

Chapitre III : Filtre Actif Parallèle Pur (FAPP)

Introduction.....	77
III-1 Structure générale du Filtre Actif de Puissance Pur à structure tension (FAPP).....	78
III-1-1 Topologie générale.....	78
III.1.2 Partie puissance.....	79
III.1.2.1 Filtre de découplage.....	84
III.1.2.2 Système de stockage d'énergie.....	85
III.1.3 Partie commande-régulation.....	86
III.2 Commande en courant à base d'un régulateur à hystérésis.....	87
III.2.1 Le régulateur à hystérésis.....	89
III-2.2 Résultats de simulation.....	90
III.2.2.1 Avant connexion du FAPP au réseau électrique.....	92
III.2.2.2 Mise en service du FAPP.....	93
III.2.2.3 comportement du FAPP en régime dynamique.....	96
III.2.3 Description de la plateforme expérimentale pour le FAPP et FAPH.....	98
III.2.3.1 Structure générale	99
III.2.3.1.1 Structure de puissance	99
III.2.3.1.2 Instrumentation.....	103
III.2.3.1.3 Mesure des courants	103
III.2.3.1.4 Mesure des tensions.....	104
III.2.3.2 Structure de commande.....	104
III.2.3.2.1 Système de commande numérique (<i>dSPACE</i>).....	104
III.2.3.2.2 Système de commande Hybride	109
III.2.3.2.3 Système de génération des compléments et des temps morts de la commande.....	112
III.2.3.2.4 Le Driver <i>SKHI 22</i>	114
III.2.4 Résultats expérimentaux	115
III.2.4.1 Avant la mise en service du FAPP.....	116
III.2.4.2 Régime permanent.....	118
III.2.4.3 Régime dynamique.....	119
III.3- Commande par la méthode des puissances instantanées (p-q).....	124
III.3.1- Principe.....	124
III.3.2- Boucle de régulation du courant du FAPP.....	128
III.3.3- Boucle de régulation du bus continu.....	129
III.3.4- La PLL classique.....	131
III-3.5 Résultats de simulation.....	132
III.3.5.1 Avant connexion du FAPP au réseau électrique.....	133
III.3.5.2 Mise en service du FAPP	134
III.3.5.3 comportement du FAPP en régime dynamique	137
III.3.6 Résultats expérimentaux.....	139
III.3.6.1 Avant la mise en service du FAPP.....	140
III.3.6.2 Régime permanent.....	141

III.3.6.3 Régime dynamique.....	143
III.4 Conclusion.....	148
 Chapitre IV : Filtre Actif Parallèle Hybride (FAPH)	
Introduction.....	151
IV.1 Structure générale du Filtre Actif de Puissance Hybride à structure tension (FAPH).....	152
IV.2 Stratégies de commande du FAPH.....	154
IV.2.1 Principe de la compensation harmonique par le FAPH.....	155
IV.3 Commande en puissance du FAPH.....	157
IV.3.1- Boucle de régulation du courant du FAPH.....	161
IV.3.2- Boucle de régulation du bus continu.....	163
IV.3.3- La PLL classique.....	164
IV.3.4 Résultats de simulation.....	166
IV.3.4.1-Cas d'une charge source de courant.....	167
IV.3.4.1.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	168
IV.3.4.1.2 Mise en service du FAPH.....	169
IV.3.4.1.3 comportement du FAPH en régime permanent	172
IV.3.4.1.4 comportement du FAPH en régime dynamique.....	174
IV.3.4.2-Cas d'une charge source de tension.....	176
IV.3.4.2.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	176
IV.3.4.2.2 Mise en service du FAPH.....	177
IV.3.4.2.3 comportement du FAPH en régime permanent	180
IV.3.4.2.4 comportement du FAPH en régime dynamique.....	181
IV.3.5 Résultats expérimentaux de la commande p-q.....	183
IV.3.5.1-Cas d'une charge source de courant.....	183
IV.3.5.1.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	183
IV.3.5.1.2 comportement du FAPH en régime permanent	185
IV.3.5.1.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	187
IV.3.5.2-Cas d'une charge source de tension.....	191
IV.3.5.2.1 Analyse du système avant mise en service du FAPH.....	191
IV.3.5.2.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	193
IV.3.5.2.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	195
IV.4 Commande en tension du FAPH.....	198
IV.4.1- Principe.....	198
IV.4.2- Régulation de la tension alternative au point de raccordement	200
IV.4.3- Résultats de simulation.....	202
IV.4.3.1-Cas d'une charge source de courant.....	203
IV.4.3.1.1 Mise en service du FAPH.....	204
IV.4.3.1.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	205
IV.4.4.1.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	207
IV.4.3.2-Cas d'une charge non linéaire source de tension.....	209
IV.4.3.2.1 Mise en service du FAPH	210

IV.4.3.2.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	211
IV.4.3.2.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	213
IV.4.4 Résultats expérimentaux de la commande en tension.....	215
IV.4.4.1-Cas d'une charge non linéaire source de courant.....	215
IV.4.4.1.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	215
IV.4.4.1.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	217
IV.4.4.1.3 comportement du FAPH en régime transitoire.....	218
IV.4.4.2-Cas d'une charge non linéaire source de tension.....	220
IV.4.4.2.1 comportement du FAPH en régime permanent.....	220
IV.4.4.2.2 comportement du FAPH en régime transitoire.....	222
IV-5 Conclusion.....	224
Conclusion générale.....	226
Bibliographie	
Annexes	

Introduction Générale

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

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels (utilisation de gradateurs, de redresseurs, de variateurs de vitesse,...), tertiaire (informatique ou éclairage des bureaux, commerce,...) et domestique (téléviseurs, appareils électroménagers grand public,...)

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

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

- ✓ la réduction de l'impédance de court-circuit,
- ✓ la modification du convertisseur statique polluant en termes de la topologie et/ou de la commande afin d'intervenir directement à la source des perturbations harmoniques,
- ✓ les dispositifs de filtrage.

L'utilisation de dispositifs de filtrage tels que les filtres passifs dits résonnants et/ou amortis peut ainsi empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent également être utilisés pour compenser la puissance réactive. Cependant, le filtrage passif pose certains problèmes : manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance du réseau, de la charge et résonance possible avec l'impédance du réseau et dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau. Ainsi, cette solution présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans ces circonstances particulières.

Une autre solution consiste à mettre en œuvre un filtrage actif afin d'éviter les inconvénients des filtres passifs. Une première solution consiste à connecter le filtre actif en parallèle avec le système polluant : ainsi, il injecte au réseau un courant de même amplitude que celle du courant harmonique à éliminer mais en opposition de phase. Une seconde approche consiste en la connexion du filtre actif en série avec le réseau : il se comporte alors comme un générateur de tension qui impose une tension harmonique telle que, additionnée à celle du réseau, la tension au point de connexion soit rendue sinusoïdale.

Cependant le filtrage actif présente également ses inconvénients spécifiques, notamment son coût élevé pour des applications industrielles ; le dimensionnement du convertisseur de puissance du filtre actif peut alors être relativement élevé. Pour cette raison majeure, les applications des filtres actifs de puissance dans les systèmes électriques sont aujourd'hui encore limitées bien que des normes fixent les caractéristiques exigées pour la qualité de l'énergie.

Les inconvénients des filtres passifs et des filtres actifs peuvent être simultanément limités en utilisant de nouvelles topologies de filtres actifs, appelées filtres hybrides. L'utilisation de filtres actifs hybrides est aujourd'hui considérée comme une solution qui permet de réduire le dimensionnement et par conséquent le coût des filtres actifs. Le filtre hybride consiste en l'association de filtres passifs, destinés à absorber les harmoniques de courant provenant de la charge polluante, et d'un filtre actif de faible puissance.

D'autre part, il est important de noter que les performances d'un filtre actif sont étroitement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les références harmoniques de courant ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références. De plus, le mode d'implantation, analogique ou numérique, peut également avoir une

influence directe sur les performances du filtre actif, selon la technologie utilisée (système de prototypage DSPACE, FPGA, microcontrôleur, carte analogique, ...).

Nous allons nous intéresser à tous ces aspects cités ci-dessus dans cette thèse. Le travail de recherche présenté dans ce mémoire est divisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations, en courant et en tension, des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. Les origines de cette pollution harmonique, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont examinées.

Au second chapitre, nous présentons l'état de l'art des stratégies de commande proposées dans la littérature, à savoir les différents types de commande en courant, les différentes techniques d'extraction des harmoniques, les principaux régulateurs et en fin de compte les différentes techniques de commande.

Au troisième chapitre, nous étudions théoriquement la topologie de filtre actif parallèle Pur (FAPP) à structure tension et sa stratégie de commande. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et commentés. Nous présentons également les différents résultats expérimentaux relatifs aux comportements du FAPP en régime transitoire, permanent et déséquilibré après avoir décrit en détail le banc d'essai développé à cet effet par le laboratoire L.I.A.S (ex-L.A.I.I) de l'université de Poitiers (France) et qui sera aussi exploité dans le cas du filtre actif hybride. Par ailleurs, l'influence du choix des paramètres du système sont également présentés en fin de ce chapitre.

Au quatrième chapitre, nous étudions dans un premier temps la topologie du filtre hybride parallèle (FAPH) à structure tension. Les commandes en puissance et en tension proposées permettent d'améliorer sensiblement les performances du filtre hybride tout en étant plus simples à réaliser. Dans un deuxième temps, présentons les différents résultats de simulations avec les validations expérimentales correspondantes. Enfin, pour terminer ce chapitre, nous étudions le comportement du filtre hybride en régimes dynamique, transitoire et déséquilibré. Pour conclure, les perspectives de ces travaux de recherche sont présentées.

Chapitre 1

Perturbations des réseaux électriques et solutions de dépollution

Sommaire

Introduction.....	4
I.1 Perturbations électriques et leurs origines.....	7
I.2 Perturbations harmoniques en courant et en tension.....	8
I.2.1 Origine des harmoniques.....	8
I.2.2 Effets des harmoniques.....	14
I.2.3 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	15
I.2.4 L'énergie réactive et le facteur de puissance.....	19
I.3 Normes et réglementations.....	20
I.4 Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	25
I.4.1 Solutions de dépollution traditionnelles.....	25
I.4.1.1 Dépollution des courants perturbateurs.....	25
I.4.1.1.1 Rééquilibrage des courants perturbateurs.....	25
I.4.1.1.2 Compensation de la puissance réactive.....	25
I.4.1.1.3 Compensation des courants harmoniques.....	26
I.4.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices.....	27
I.4.2 Solutions de dépollution conventionnelles.....	28
I.4.2.1 Dépollution des courants perturbateurs.....	28
I.4.2.2 Dépollution des tensions perturbatrices.....	28
I.4.2.3 Solution de dépollution adoptée.....	29
I.5 Filtres Actifs.....	29
I.5.1 Filtre actif parallèle ou shunt (F.A.P).....	29
I.5.1.1 Principe de fonctionnement.....	29
I.5.1.2 Mise en œuvre.....	30
I.5.2 Filtre actif parallèle à quatre fils.....	32
I.5.2.1 Filtre actif parallèle à quatre fils avec condensateur à point milieu.....	33
I.5.3 Filtre actif série (F.A.S).....	33
I.5.3.1 Principe de fonctionnement.....	33
I.5.3.2 Mise en œuvre.....	34
I.5.4 Combinaison filtres actifs parallèle-série (U.P.Q.C).....	35
I.5.5 Combinaison hybride filtres actifs et passifs.....	35
I.5.5.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	36
I.5.5.2 Filtre hybride shunt avec transformateur.....	37
I.5.5.3 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et une inductance..	38
I.5.5.4 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et un condensateur..	39
I.5.5.5 Filtre hybride shunt sans transformateur.....	40
I.5.5.6 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	41
I.6 Conclusion.....	42

Introduction

Outre les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les pointes provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques et internes spécifiques à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charges linéaires et non linéaire.

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes.

Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes :

- *Les perturbations de tension causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs,*
- *Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées et les creux de tension. [Ala 02]*

Par ailleurs, le développement croissant des applications de l'électronique de puissance conduit, dans certains secteurs industriels, à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques est en constante progression. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation les coûts de ces modules d'électronique de puissance ne cessent de baisser. L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation. Dans ce cas, l'évolution des courants n'est pas liée directement aux variations sinusoïdales des tensions. Ces courants périodiques mais non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension initiale au point de raccordement. Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques [Fer 00]. L'étude de ces signaux se ramène à l'analyse d'une série d'harmoniques ou à une décomposition en série de Fourier. Cette étude aboutit à une décomposition harmonique avec le plus souvent une représentation spectrale en fréquence, une détermination des valeurs efficaces et des taux de distorsion aussi bien en courant qu'en tension et une évaluation des puissances transitées en présence d'harmoniques. Ces perturbations ont des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et ont des effets à la fois instantanés et à long terme. Il est donc important pour une installation donnée de savoir définir, analyser et quantifier les harmoniques. [Cha 10]. Dans ce premier chapitre, des notions élémentaires d'analyse harmonique, les origines et les conséquences de la pollution harmonique sont exposés. Par suite, les normes et la réglementation en

vigueur seront présentées avant de répertorier les solutions possibles assurant une action prédictive par une absorption sinusoïdale du courant ou curative par une compensation de cette pollution harmonique. Finalement, un bref historique sur l'évolution des filtres actifs clôture ce chapitre.

I.1 Perturbations électriques et leurs origines

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, le déséquilibre.

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique. [Def 98].

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. Quatre possibilités distinctes de perturbations peuvent être alors citées:

- **Les variations de la fréquence à 50 Hz :** Bien qu'elles soient rares et qu'elles ne soient observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport, elles peuvent apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome.

- **Les variations de l'amplitude :** il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non;

- **La modification de la forme d'onde de la tension :** cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;

- **Le déséquilibre du système triphasé :** Dans ce cas, les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas déphasées de 120° les unes par rapport aux autres.

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques en basse tension et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, nous

distinguons deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels.

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges. Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements ou de l'arrêt des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements. [Cha96], [Ben98].

I.2 Perturbations harmoniques en courant et en tension

I.2.1 Origine des harmoniques

Ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques est due essentiellement à la prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Ainsi, 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. [Bou10].

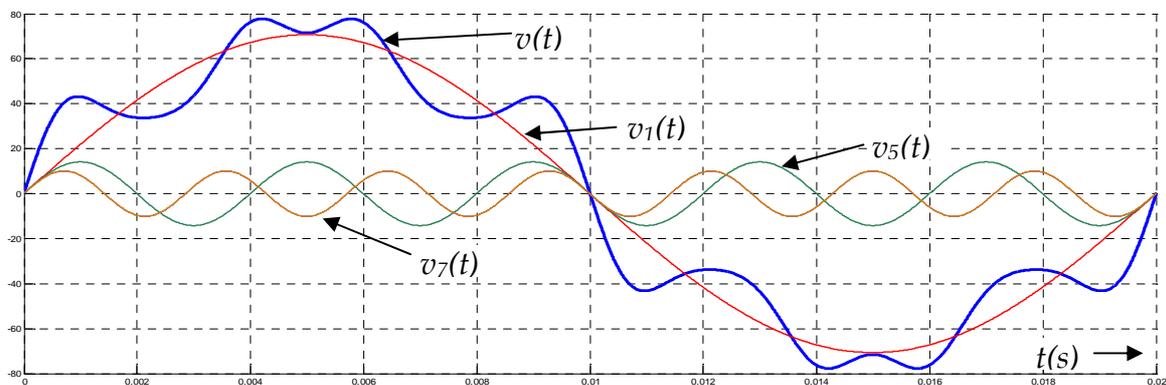


Figure I.1 Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

La figure I.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, deux harmoniques de rang impair 5, 7.

Les charges non linéaires représentent de nombreux équipements industriels et domestiques et se répartissent dans de nombreux secteurs industriels. Ces appareils possèdent en entrée un système de conversion d'énergie sous une forme donnée en une autre forme en adéquation avec l'utilisation voulue. C'est des convertisseurs statiques qui sont mis en œuvre et qui peuvent être répertoriée en quatre familles:

- Convertisseurs AC-DC, cela représente l'ensemble des redresseurs,
- Convertisseurs DC-DC, hacheurs et alimentations à découpage,
- Convertisseurs DC-AC, onduleurs de tension ou de courant,
- Convertisseurs AC-AC, gradateurs, convertisseurs de fréquences.

A titre d'exemple la figure 1.2 ci-dessous montre la forme d'onde du courant absorbé par un pont PD3 débitant sur une charge capacitive avec le relevé du spectre de fréquence correspondant.

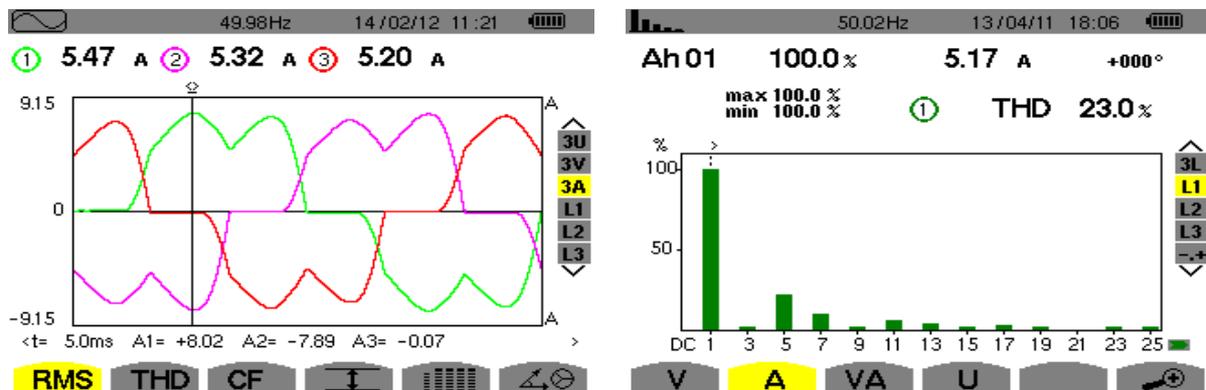


Figure I.2 Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé.

Les structures de ces convertisseurs sont valables en monophasé ou en triphasé et fonctionnent dans des gammes de puissance très grandes, de quelques VA à plusieurs MVA. [Mey 90].

Ces dispositifs polluants sont classées en fonction des puissances et donc du niveau de perturbations qu'ils entraînent. Ainsi, les charges industrielles arrivent logiquement en première position et il est possible de recenser les applications suivantes :

- Systèmes utilisant des redresseurs à diodes ou à thyristors tels que les variateurs des moteurs électriques (à courant continu, asynchrones,

synchrones), les fours à induction, les chargeurs de batterie, les électrolyseurs, les alimentations de secours,

- Les récepteurs utilisant l'arc électrique : fours à arc ou soudure à arc,
- Les variateurs de lumières à base de gradateurs,
- Les ballasts électroniques : lampes fluorescentes, à décharge ou à vapeur métallique (sodium, mercure),

Pour les charges électrodomestiques les plus couramment rencontrées sont :

- Téléviseurs et éléments périphériques,
- Micro-informatique,
- Four à micro-ondes,
- Aspirateurs,
- Robots ménagers.

Pour l'ensemble de ces charges polluantes, un critère supplémentaire est à prendre en compte, c'est le facteur d'utilisation. En effet, la quantification du taux d'harmonique dépend de la durée et de la simultanéité du fonctionnement de ces charges non linéaires. Certaines tranches horaires entraînent donc des "pics" de pollution durant lesquels les taux d'harmoniques globaux tendent à dépasser les niveaux acceptables définis par les normes en vigueur ou les recommandations.

Par ailleurs, des perturbations sur des rangs harmoniques non multiple entier du fondamental peuvent aussi exister. Ces derniers se dénomment inter ou infra harmoniques. Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental. Les infra-harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental. Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certains appareils (commande par train d'ondes, ...). [Cha 10].

Il est à noter que ces charges non linéaires sont typiquement classées en deux catégories : les charges type *source de courants harmoniques* et les charges type *source de tensions harmoniques*. [Men 03].

I.2.1.1 Charges non-linéaires types source de courants harmoniques

Toutes les charges non linéaires étaient représentées par convention comme sources de courants harmoniques. Cela est dû au fait que les courants appelés ont une allure non sinusoïdale imposée par les paramètres de la charge. Ces charges ont comme étage d'entrée un pont à thyristors ou à diodes avec une inductance de lissage à la sortie du pont comme l'illustre la figure I.3(a).

Les entraînements à vitesse variable des moteurs continus sont dans cette catégorie. Certains des entraînements à courants alternatifs et des alimentations à découpage peuvent être dans cette catégorie lorsqu'ils sont munis d'un filtre LC côté courant continu. [Olv 99]

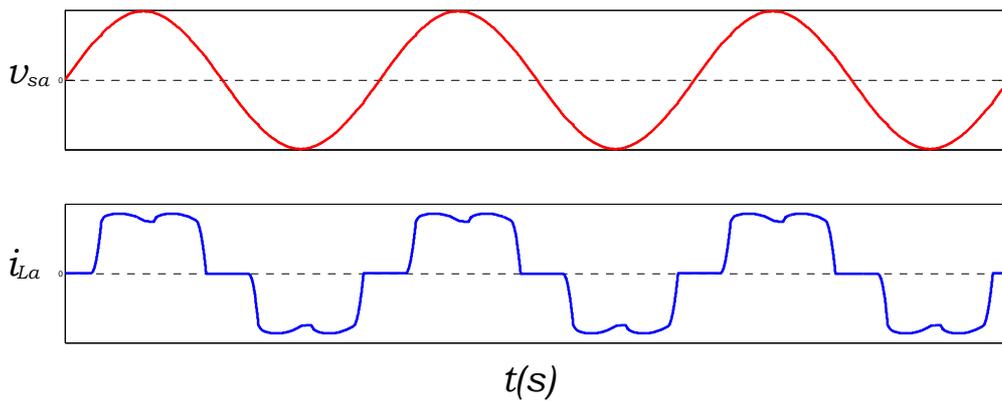
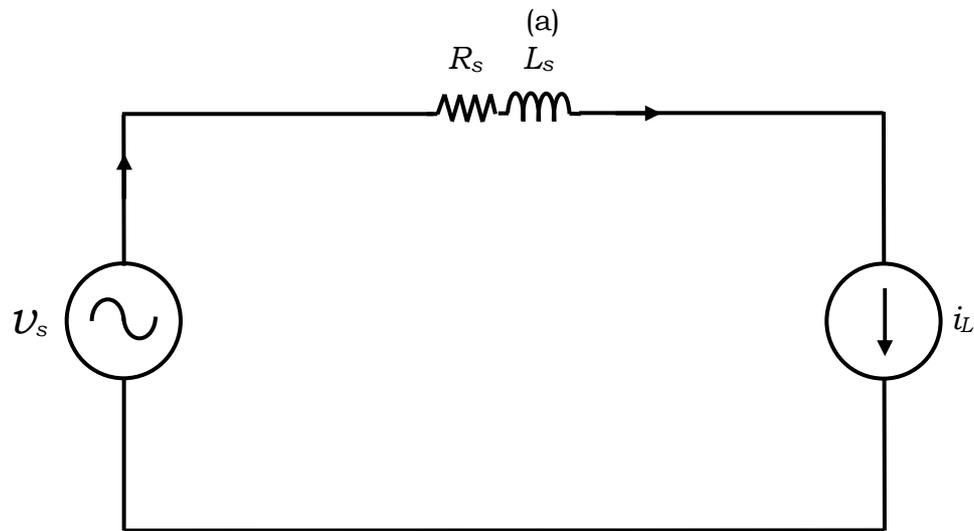
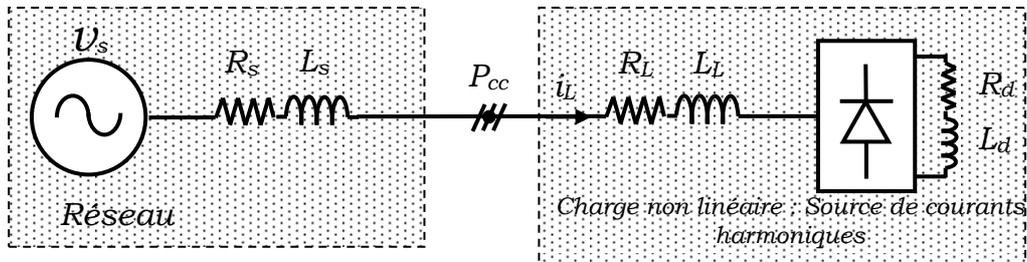


Figure I.3 Charge non-linéaire type source de courants harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge inductive coté continu. (b) Circuit équivalent par phase. (c) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase (a).

Dans ces charges la réactance inductive est suffisamment élevée pour lisser le courant à la sortie du redresseur et rendre ainsi les courants à son entrée d'allure rectangulaire. La figure I.3(c) représente les formes d'onde typiques du courant i_{La} et de la tension simple v_{sa} de la phase 'a', à l'entrée de la charge. Le fait que les caractéristiques et le contenu harmonique de ces courants soient indépendants des paramètres du système côté alternatif, la charge non linéaire se comporte comme source de courant. Par conséquent, elle est appelée charge non linéaire type source de courants harmoniques et elle est représentée par une source de courant i_L comme le montre le circuit équivalent par phase dans la figure I.3(b).

D'autres sources de courants harmoniques sont aussi identifiées, comme par exemple les variateurs de la fréquence (cycloconvertisseurs), les non-linéarités dues à la magnétisation des transformateurs, les machines alternatives tournantes, les fours à arc, les chauffages par induction, les gradateurs de lumière, etc.

I.2.1.2 Charges non-linéaires types source de tensions harmoniques

La deuxième catégorie de charges polluantes regroupe les charges non linéaires possédant un pont à diodes comme étage d'entrée avec un condensateur de lissage côté continu comme le montre la figure I.4(a). Les formes d'onde de la tension simple v_{La} de la phase 'a' et de la tension composée $v_{L_{ab}}$ entre les phases 'a' et 'b' au point de raccordement ainsi que le courant i_{La} de la charge dans la phase 'a' sont présentés par la figure I.4(c).

Bien que le courant soit fortement déformé, sa composante harmonique dépend essentiellement de l'impédance côté alternatif et du déséquilibre du système des tensions de la source. Cependant, la distorsion dans les tensions à l'entrée du redresseur est imposée par le chargement du condensateur continu et est pratiquement indépendante de l'impédance côté alternatif. Par conséquent, ce type de charge se comporte comme source de tensions harmoniques. Le schéma équivalent par phase est illustré dans la figure I.4(b) où la charge est représentée par une source de tension v_L . Un exemple de ces charges est un entraînement à vitesse variable d'un moteur asynchrone ayant un pont à diodes et un condensateur du côté courant continu pour lisser la tension. Dans les conditions extrêmes, le THD de la tension ligne à ligne $v_{L_{ab}}$ est de l'ordre de 9% et celui du courant i_L consommé par la charge est d'environ 57%. [Oli 99].

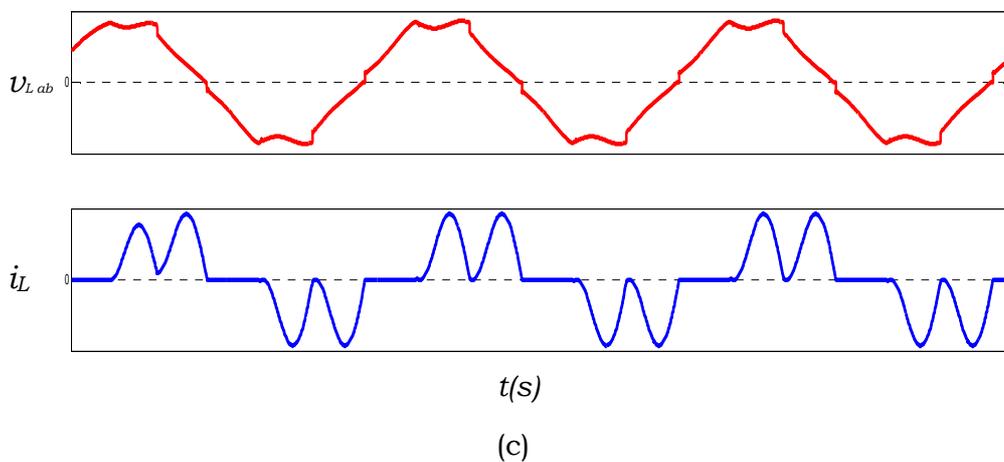
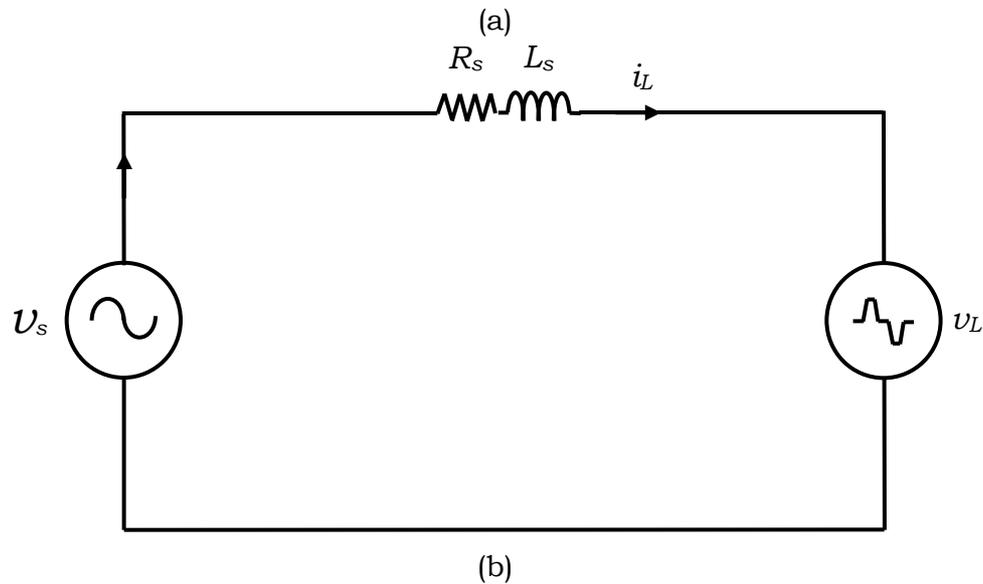
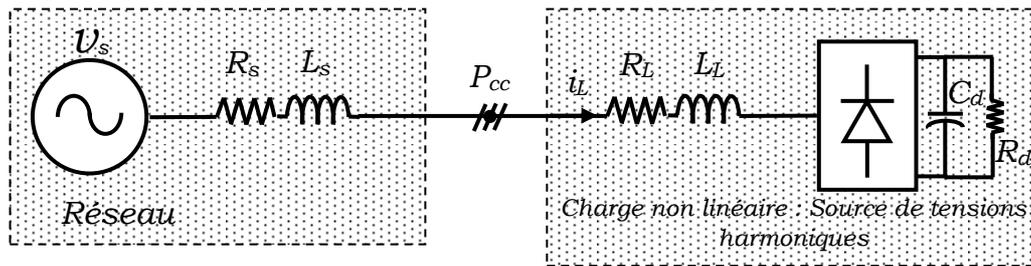


Figure I.4 Charge non-linéaire type source de tensions harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge capacitive coté continu. (b) Circuit équivalent par phase. (c) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase (a).

Par ailleurs, d'autres récepteurs non linéaires monophasés se comportent aussi en source de tensions harmoniques, tels que les alimentations à découpage, les appareils domestiques, les téléviseurs, les micro-ordinateurs, les ballasts électroniques des tubes fluorescents, etc.

I.2.2 Effets des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordés à un réseau pollué, soient très diversifiés, on distingue deux sortes d'effets possibles :

✓ **les effets instantanés** : concernent certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation,...etc. La présence des harmoniques sur le réseau provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur crête de l'onde ;

✓ **les effets à terme** : se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs et aux condensateurs, ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires et l'augmentation du niveau sonore. Il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique. [Sal96], [Bou10].

La liste suivante donne une idée de l'impact des harmoniques sur certains équipements à usage fréquent qui font partie intégrante du réseau électrique, tels que les :

- **alternateurs** : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liées à l'augmentation de la valeur efficace du courant absorbé. Ces pertes provoquent un échauffement supplémentaire et réduisent également le rendement de ces machines ;

- **câbles électriques** : pertes Joule supplémentaires, surtout dans les câbles de retour du neutre où circulent les courants harmoniques homopolaires et corrosion des câbles en aluminium sous l'effet de la circulation de courants harmoniques pairs associés à une composante continue. La présence des harmoniques dans le réseau diminue aussi la capacité de transport en puissance active des lignes ; [Oli 99]

- **transformateurs** : ils sont les constituants les plus directement affectés par les courants harmoniques. Ces derniers produisent des pertes additionnelles dans les enroulements. Ces pertes ne sont pas seulement dues à l'effet Joule pelliculaire, mais aussi à des courants induits dans les bobinages, le noyau et les pièces métalliques par les composantes à hautes fréquences des champs de fuite;

- **moteurs à courant alternatif** : la déformation de la forme d'onde de la tension du réseau, due à l'interaction entre les courants harmoniques et l'impédance équivalente du réseau, influe sur le fonctionnement des machines électriques à courant alternatif en général et sur celui des moteurs asynchrones en particulier (pertes supplémentaires dans le fer et les enroulements et pulsation du couple) ;

- **condensateurs** : ils sont aussi très affectés par les courants harmoniques. Les condensateurs branchés en parallèle sur les réseaux pour la compensation de la puissance réactive (correction du facteur de puissance) ont des impédances d'autant plus faibles que la fréquence est élevée. Les courants harmoniques se superposent au courant fondamental et causent des pertes supplémentaires qui peuvent excéder la capacité thermique des condensateurs et réduire considérablement leur durée de vie. De plus, des phénomènes de résonance peuvent subvenir et soumettre les condensateurs à des surtensions, lesquelles sont susceptibles de les dégrader, voir de perforer leur isolation [Sha 06] ;

- **équipements à base d'électronique de puissance** : dysfonctionnement lié à la déformation de la tension qui peut créer des faux passages par zéro (perte de synchronisation) ;

- **ordinateurs** : troubles fonctionnels liés à la distorsion de la tension du réseau ;

- **réseaux de télécommunication** : génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [Bou 10].

I.2.3 Caractéristiques des perturbations harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (*THD*) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le *THD* en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé [Sha 06].

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (\text{I.1})$$

Avec : I_1, I_h : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,

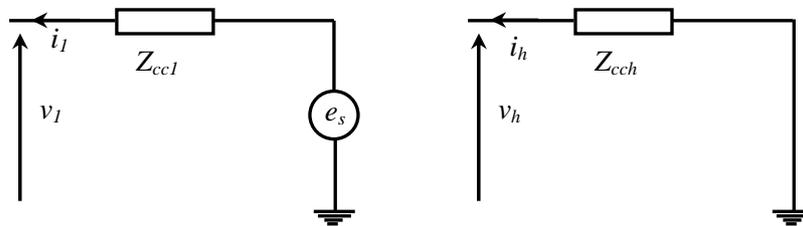
α_1, α_h : déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,

ω : pulsation fondamentale du réseau.

Le taux de distorsion harmonique de ce courant s'exprime sous la forme suivante :

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

Pour étudier la déformation de la tension du réseau provoquée par le prélèvement de courants distordus, nous représentons la source d'énergie par une f.e.m (e_s) à la fréquence fondamentale mise en série avec une impédance variable avec la fréquence comme le montre la figure I.5.



(a) : pour la fréquence fondamentale

(b) : pour l'harmonique de rang h

Figure I.5 Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement.

Sur ces schémas, les impédances représentent :

Z_{cc1} : impédance de court-circuit de la source à la fréquence fondamentale,

Z_{cch} : impédance de court-circuit de la source à la fréquence du rang h .

La tension au point de raccordement, $v(t)$, est composée de la somme ci-dessous :

$$v(t) = v_1(t) + \sum_{h=2}^n v_h(t) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= e(t) - |Z_{cc1}| \cdot I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1 + \phi_{cc1}) \\ v_h(t) &= -|Z_{cch}| \cdot I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t + \alpha_h + \phi_{cch}) \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

Où : $|Z_{cc1}|, |Z_{cch}|$ représente le module de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

ϕ_{cc1}, ϕ_{cch} représente l'argument de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

De l'équation (I.3), on constate que la tension du réseau n'est plus sinusoïdale et est déformée par les courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit. Pour la rendre sinusoïdale deux solutions sont possibles : modification de l'impédance du réseau ou annuler les harmoniques de courant [Bou10].

Le taux de distorsion harmonique en tension est un paramètre qui sert à évaluer la déformation de la tension et s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{V_h^2}{V_1^2}} \quad (I.5)$$

Il est possible aussi de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante "D". Dans le cas d'un réseau équilibré à m phases, la puissance apparente S , la puissance active P et la puissance réactive q sont données par les relations suivantes :

$$S = m \sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} = m \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (I.6)$$

$$P = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\phi_h) \quad (I.7)$$

$$q = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \sin(\phi_h) \quad (I.8)$$

A son tour la puissance déformante caractérisant la contribution des harmoniques est définie par la formule suivante :

$$D = m V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (I.9)$$

Finalement, le facteur de puissance s'exprime comme suit :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\phi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2}} \quad (I.10)$$

On constate que le facteur de puissance est dégradé par la présence des harmoniques.

Dans le cas d'un système triphasé alimentant une charge non linéaire équilibrée (cas du redresseur à diodes), les fondamentaux des courants absorbés composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que les tensions du réseau), les harmoniques multiples de 3, composent un système homopolaire (ils sont en phase), l'harmonique 5 un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à celle du réseau), l'harmonique 7 un système direct,...

Différents facteurs sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus significatifs pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de la puissance réactive.

🚧 Le taux de distorsion harmonique

Deux taux de distorsion harmonique sont distingués :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté THD_i
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté THD_v

Le premier s'exprime sous la forme :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{cn}}{I_{c1}} \right)^2} \quad (I.11)$$

Le tableau I.1 indique le THD_i du courant pour différentes charges non linéaires [3]

Tableau I.1 THD_i pour quelques charges non linéaires

Charges non linéaires	$THD_i\%$
Variateurs de vitesse	80
Alimentation de micro-ordinateur	70
Tubes fluorescents	>100

Le THD_i ne dépend que des valeurs efficaces du courant de charge. En revanche, le THD_v est fonction des courants harmoniques, caractérisant la charge, et de l'impédance de court-circuit, imposée par le réseau:

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{cn}}{V_{c1}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{sc}^n| I_{cn}}{V_{c1}^2} \right)^2} \quad (I.12)$$

Ainsi, plus les impédances Z_{sc}^n ($n>1$) sont faibles, plus la distorsion en tension est faible. Le courant d'alimentation distordu est décrit par:

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{n \neq 1} i_{sn}(t). \quad (\text{I.13})$$

$$f_n = n f_0 \quad (\text{I.14})$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_{s1}) + \sum_{n \neq 1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sn} \sin(\omega_n t - \phi_{sn}) \quad (\text{I.15})$$

Afin de caractériser la déformation de courant d'alimentation, on définit le taux de distorsion harmonique THD_s

$$THD_{s,i} \% = 100 \times \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \quad (\text{I.16})$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50.

I-2-4 L'énergie réactive et le facteur de puissance

La qualité d'énergie peut être aussi caractérisée par le facteur de puissance. Pour calculer ce facteur il faut d'abord calculer la puissance moyenne et la puissance apparente de source:

$$P_s(t) = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) i_s(t) dt \quad (\text{I.17})$$

$$P_s(t) = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2} V_s \sin(\omega_1 t) \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_{s1}) dt \quad (\text{I.18})$$

Donc

$$P_s(t) = V_s I_{s1} \cos \phi_{s1} \quad (\text{I.19})$$

Avec:

$$S = V_s I_s \quad (\text{I.20})$$

Le facteur de puissance est donné par:

$$F_p = \frac{p}{S} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_{s1}}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_{s1} \quad (\text{I.21})$$

$$F_p = \frac{I_{s1}}{I_s} F_d \quad (\text{I.22})$$

Avec:

$$F_d = \cos \phi_{s1} \quad (\text{I.23})$$

C'est le facteur de déplacement du courant de source qui est égal au facteur de puissance dans le cas du circuit linéaire pour des courants et tension sinusoïdaux.

Le facteur de puissance peut être écrit sous une autre forme.

$$F_p = \frac{1}{\sqrt{\text{THD}_s^2 + 1}} F_d \quad (\text{I.24})$$

I.3 Normes et réglementations

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 [IEC 98] et IEEE en Amérique [IEEE 92], 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, par exemple, définit des limites pour les tensions et courants harmoniques au point commun de raccordement (P_{CC}) 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.2.

Tableau I.2 : Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519

Tension au jeu de barres	Composante harmonique individuelle maximale (%)	THD maximal (%)
- 69 kV et moins	3.0	5.0
- 115kV à 161 kV	1.5	2.5
- Plus de 161 kV	1.0	1.5

D'autre part, les principales normes en matière de pollution harmonique basse tension sont définies au niveau international par la norme CEI 61000 : [Cha 10], [CEI 02], [CEI 02 a], [CEI 98]

➤ *CEI 61000-2-2* : cette norme 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 (tableau I.3), inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibres de tension transitoires, etc.

Tableau I.3 : CEI 61000-2-2 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension.

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique h	Tension harmonique %	Rang harmonique h	Tension harmonique %	Rang harmonique h	Tension harmonique %
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+12,5/h				

➤ *CEI 61000-2-4* : cette norme 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.

Tableau I.4 : Taux (en % de V_1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

Rang harmonique	Classe 1 : matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : réseaux industriels	Classe 3 : réseaux industriels perturbés
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%

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

Tableau I.5 : CEI 61000-3-2 : Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A.

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
2	1,08
3	2,30
4	0,43
5	1,14
6	0,30
7	0,77
$8 \leq h \leq 40$	$0,23*8/h$
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq h \leq 39$	$0,15*15/h$

Le tableau I.5 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.

➤ *CEI 61000-3-4* : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assignée supérieure à 16A et jusqu'à 75A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphase).

Tableau I.6 : CEI 61000-3-4 : Limitation des émissions de courants harmoniques

Rang harmonique	Courant harmonique en % du fondamental
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2,0
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	≤ 0,6
23	0,9
25	0,8
27	≤ 0,6
29	0,7
31	0,7
≥ 33	≤ 0,6
pair	≤ 0,6 ou ≤ 8/h

➤ *CEI 61000-4-13* : Le but de cette norme est d'établir une référence commune pour l'évaluation de l'immunité fonctionnelle des matériels électriques et électroniques soumis aux harmoniques et interharmoniques et aux fréquences des signaux transmis sur le réseau. Les niveaux proposés correspondent généralement aux environnements résidentiels, commerciaux, et de l'industrie légère. Elle donne les essais d'immunité basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur le réseau électrique alternatif. Le tableau 1.6 donne les taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils pour les matériels et systèmes sensibles (classe 1) et les réseaux industriels (classe 2).

Tableau I.7 : CEI 61000-4-13 : Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils.

Rang harmonique	Classe 1 : matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : réseaux industriels
3	8	8
5	8	12
7	6,5	10
9	2,5	4
11	5	7
13	4,5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1,5	4
31	1,5	3

D'autre part, pour assurer la compatibilité entre les installations sensibles alimentées par le réseau, il faut imposer des limites d'émission et donner des niveaux d'immunité suffisants.

Tableau I.8 : Limites de perturbations définies par **EN 50160**

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

Les caractéristiques principales de la tension fournie par un réseau de distribution (*MT* ou *BT*), définies par la norme Européenne **EN 50160**, précisent les tolérances qui doivent être garanties pour la tension et la fréquence ainsi que les niveaux des perturbations habituellement rencontrées. [Abd 05].

I.4 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Pour compenser toutes les perturbations, séparées en deux types : courant et tension, deux groupes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne, vont être étudiées. Nous détaillerons par la suite l'approche de la dépollution la mieux adaptée à notre objectif de recherche.

I.4.1 Solutions de dépollution traditionnelles

Suivant les types de perturbation, courant et tension, deux solutions traditionnelles de dépollution sont analysées.

I.4.1.1 Dépollution des courants perturbateurs

Afin de dépolluer les réseaux électriques de ce type de perturbation, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature.

I.4.1.1.1 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, la première solution est la répartition égale des charges sur les trois phases.

Une autre solution est l'installation d'un compensateur passif composé d'inductance et de condensateur (montage de Steinmetz) [ME-96]. Ce montage permet de présenter à 50 Hz une impédance équilibrée. Cependant, le *montage de Steinmetz* provoque un fort déséquilibre pour des fréquences différentes de 50 Hz, avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques.

I.4.1.1.2 Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et plus récemment par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont utilisées pour relever le facteur de puissance. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette méthode réside

dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin.

I.4.1.1.3 Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- l'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- l'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

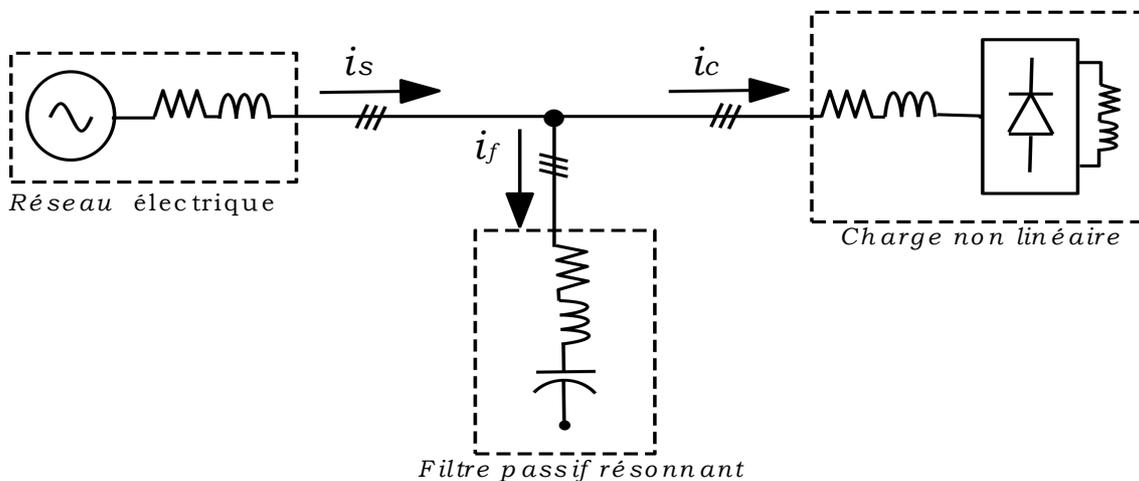


Figure I.6. Filtre passif résonnant

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant (Figure I.6) et le filtre passif amorti ou passe-haut (Figure I.7).

Le filtre résonnant est un filtre très sélectif. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

Le filtre passe-haut compense les harmoniques supérieurs ou égaux à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

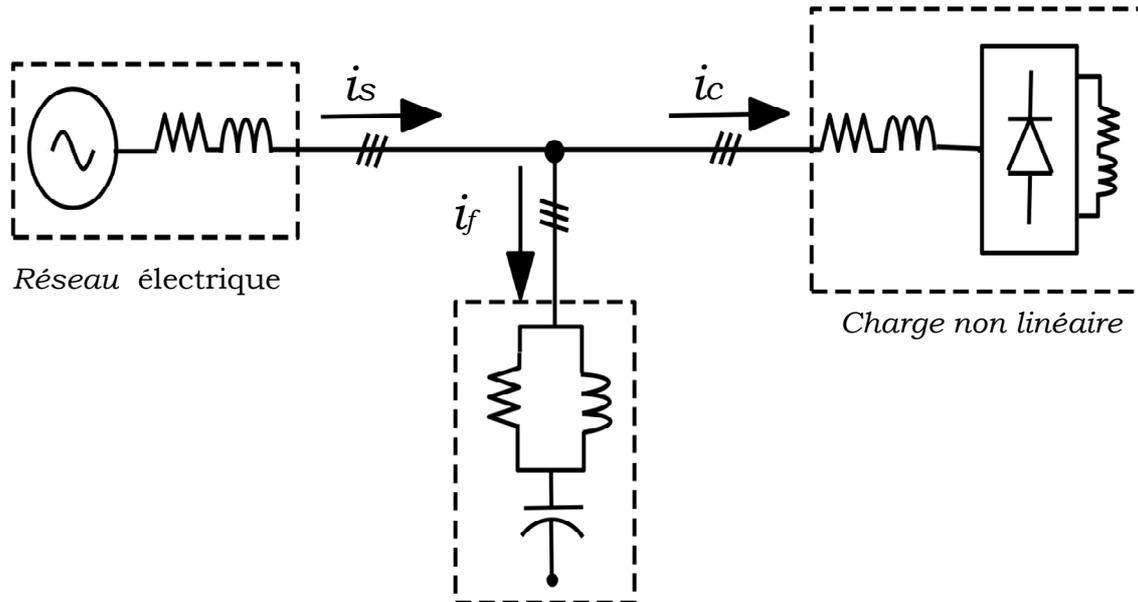


Figure I.7. Filtre passif amorti

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

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

I.4.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices

Les tensions perturbatrices dans un réseau électrique basse tension sont principalement les creux de tension, les tensions harmoniques et les tensions déséquilibrés. Ces deux dernières sont généralement causées par la circulation des courants harmoniques et/ou déséquilibrés.

Pour dépolluer les réseaux électriques de ces deux types de perturbation, on peut limiter la circulation des courants perturbateurs en utilisant les solutions traditionnelles présentées précédemment dans le cas des perturbations de courant.

Quant aux creux de tension, la solution la plus fréquente dans les milieux sensibles (hôpitaux, sites industriels...etc.) est d'utiliser des groupes électrogènes qui se substituent au réseau électrique.

Mais la limitation de la puissance de ces groupes ainsi que la qualité médiocre de l'énergie électrique fournie restent un problème.

I.4.2 Solutions de dépollution conventionnelles

Les solutions de dépollution traditionnelle ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées.

I.4.2.1 Dépollution des courants perturbateurs

La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques. Les appareils à prélèvement sinusoïdal sont aussi proposés pour la compensation des harmoniques et de la puissance réactive [BEN-98].

Cependant, ces solutions entraînent un coût supplémentaire et demandent plus que le savoir-faire habituel pour les mettre en œuvre. De plus, ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché.

Afin d'accompagner l'évolution des contraintes du fournisseur et du consommateur sans imposer un changement aux installations, une famille de *filtres actifs parallèles* a été proposée comme une solution de dépollution des perturbations en courant [Gyu 76], [Aka 86]-[Aka 96], [Pen 90].

I.4.2.2 Dépollution des tensions perturbatrices

D'autres solutions modernes pour la compensation des creux de tension se basent sur l'utilisation de dispositifs de compensation à réserve d'énergie comme les Alimentation Sans Interruption (ASI). Ces dispositifs sont intercalés en série entre le réseau polluant et l'installation à désensibiliser pour assurer une fourniture de l'énergie électrique même pendant les creux de tension ou les coupures brèves. Le problème est la limitation en puissance de ces dispositifs et leur autonomie qui n'est pas toujours adaptée à la durée des creux de tension ou aux coupures brèves.

Afin de réaliser une solution flexible universelle de dépollution de toutes les perturbations de tension des réseaux électriques, une famille de *filtres actifs séries* a été proposée [Gyu 76].

I.4.2.3 Solution de dépollution adoptée

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

I.5 FILTRES ACTIFS

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors *GTO* et les transistors *IGBT*, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations des réseaux électriques. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles car auto-adaptatifs, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques.

Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les principales structures, proposées dans la littérature, à savoir les *filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle-série* et les structures *hybrides actif-passif*.

I.5.1 Le filtre actif parallèle ou shunt(F.A.P)

I.5.1.1 Principe de fonctionnement

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la Fig. I.8, est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [XU 94], [SAL 96], [BEN 98].

Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (*F.A.P*) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

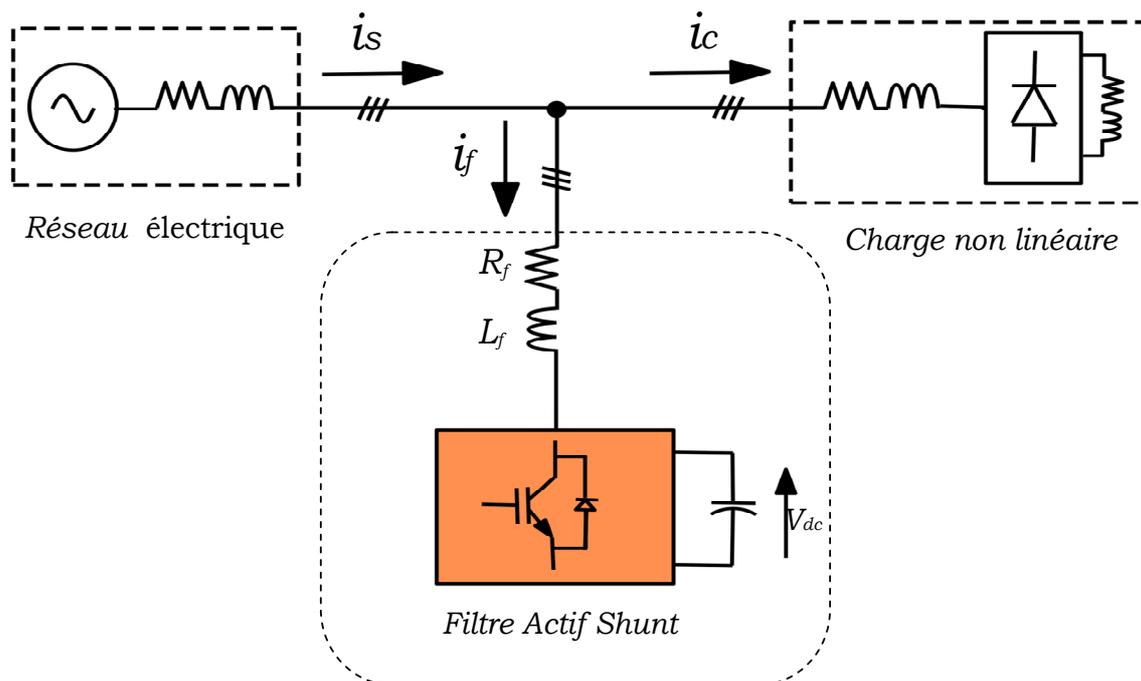


Figure I.8. Filtre Actif Shunt type source de tension

I.5.1.2 Mise en œuvre

Les filtres actifs représentent la solution alternative des filtres passifs. Les recherches sur les moyens de mitigation des harmoniques par l'utilisation des filtres actifs se sont multipliées dans la littérature [Gyu 76]. Durant les vingt dernières années, de nouvelles approches du point de vue structure, contrôle et analyse des filtres actifs sont publiées [Aka 00], [Sin 99].

Il existe un grand nombre de topologies de filtres actifs, [Tak 87], [Fuj 91], [Pen 88], [Men 03]. Ces filtres peuvent être monophasés ou triphasés. Ces derniers peuvent à leur tour être à trois fils ou à quatre fils lorsque le courant du fil neutre cause un problème, [Gru 90]. Il existe cependant deux structures de base pour les convertisseurs usuels, soient les configurations parallèle et série.

Les premiers principes de fonctionnement des filtres actifs parallèles ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970 [Sas 71]. En 1976, une première famille de filtre actif parallèle a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI [Gyu 76]. Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. En effet, dans ces années là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance

capables de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique [Moh 77]. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. La même raison a également empêché l'utilisation de compensateurs statiques parallèles à thyristors, lesquels avaient été conçus pour la compensation conjointe de la puissance réactive et des courants déséquilibrés [Gra 77].

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des filtres actifs parallèles [Aka-83], [Aka-86]. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon [Aka 96], [Aka 97]. Ces premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de filtre actif parallèle ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant [Cha 00].

Actuellement, les filtres actifs parallèles sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance [Aka 96], [Aka 97]. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique. [Ala 02].

La figure suivante présente un système triphasé comportant un onduleur type source de courant.

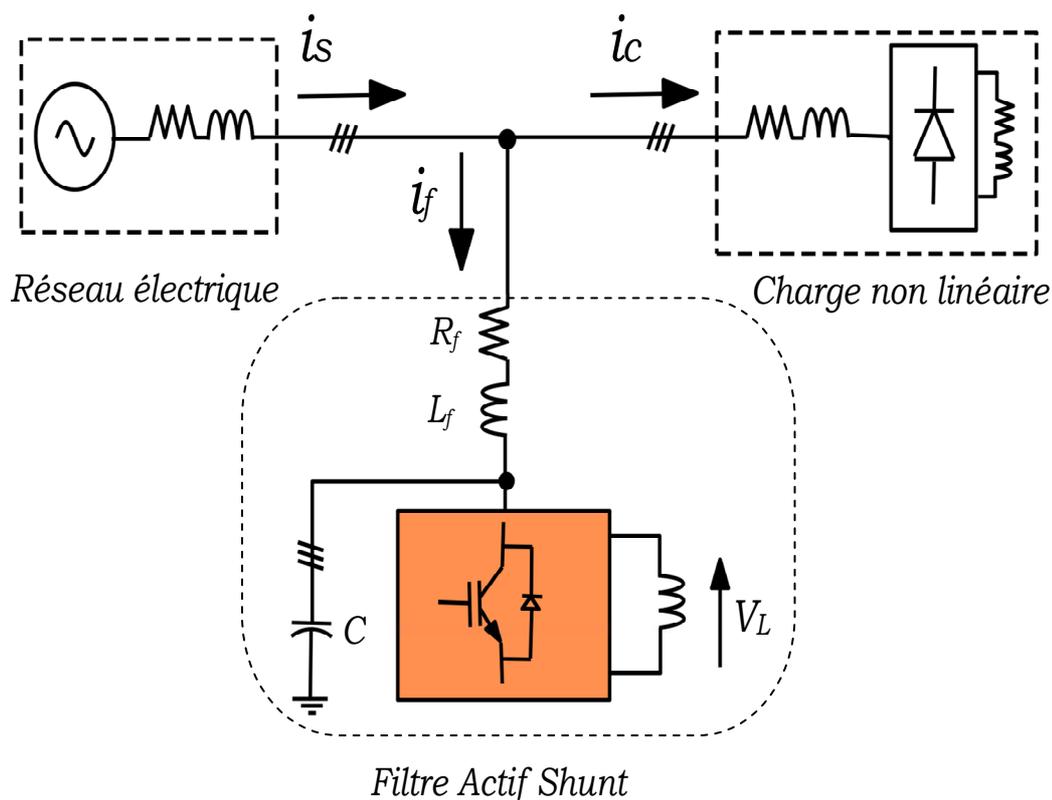


Figure I.9 Filtrage Actif shunt type source de courant

Il se compose d'un commutateur de courant avec une inductance côté continu et un filtre de raccordement capacitif côté réseau (Figure I.9). Actuellement, en dépit des travaux de recherche basés sur le commutateur de courant, l'onduleur de tension est le plus préféré à cause de son meilleur rendement, de son faible coût et de son volume plus réduit que celui de l'onduleur de courant.[Ham10]. Par ailleurs, les modules à IGBTs disponibles actuellement sur le marché sont bien adaptés aux onduleurs de tension car en général une diode en antiparallèle est rajoutée pour chaque IGBT. Le commutateur de courant exige en série avec chaque IGBT une diode anti-retour dans le but de sa protection. De plus, un aspect vient clore provisoirement le choix : le commutateur de courant ne peut pas être utilisé avec des topologies multi-niveaux classiques. [Rou 07], [Pal 08].

I.5.2 Filtre actif shunt à quatre fils

Un réseau triphasé à quatre fils (avec le neutre) peut alimenter plusieurs charges monophasées. Ces dernières peuvent causer un courant harmonique

excessif dans le neutre, une surcharge de la puissance réactive et un déséquilibre. Pour réduire ces problèmes, des compensateurs à quatre fils ont été développés dans les références [Sin 99], [Pal 08].

I.5.2.1 Filtre actif de type source de tension à quatre fils avec un condensateur à point milieu

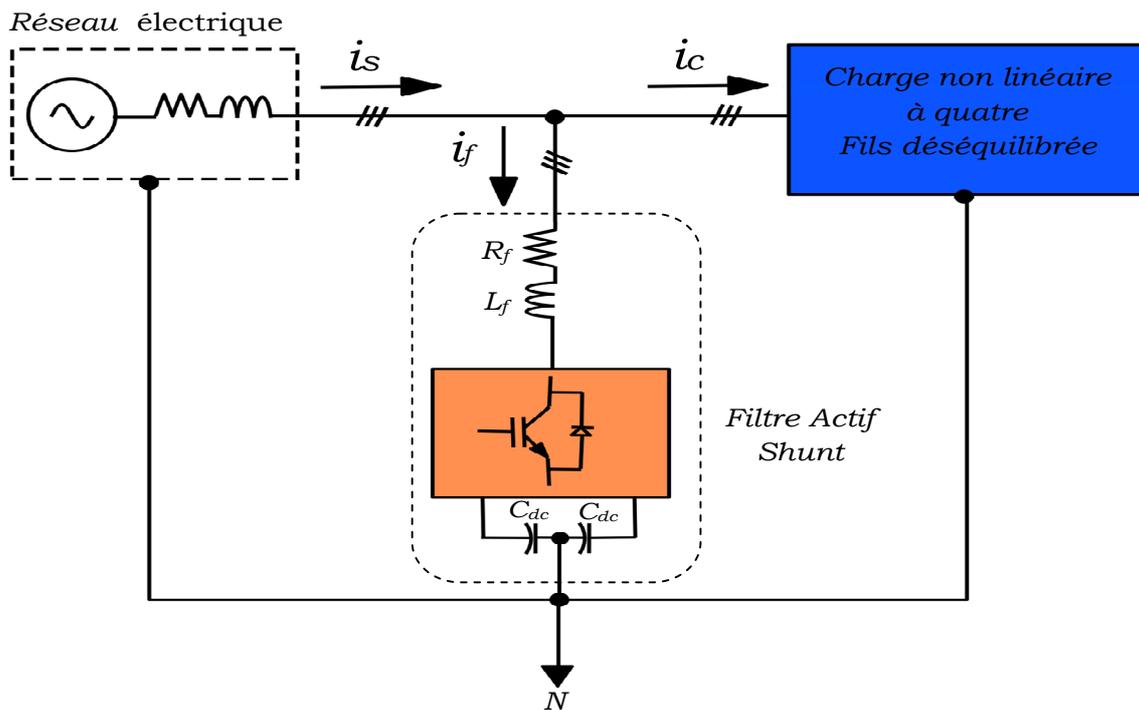


Figure I.10. Filtre Actif shunt quatre fils avec un condensateur à point milieu

La topologie du filtre actif shunt de type source de tension à quatre fils avec un condensateur à point milieu est illustré par la figure I.10. Cette topologie est employée pour des puissances réduites car le courant du neutre traverse les condensateurs. [Are 97].

I.5.3 Le filtre actif série (F.A.S).

I.5.3.1 Principe de fonctionnement

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau (Figure I.11). De cette façon, il se caractérise comme une impédance très élevée à la fréquence des harmoniques en série avec la ligne pour empêcher les courants harmoniques de se propager vers la source. Ainsi la

tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale. Par ailleurs, il permet de réguler la tension aux points de raccordement et d'éviter tout risque de résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau. [Zha 01], [Sri 02]).

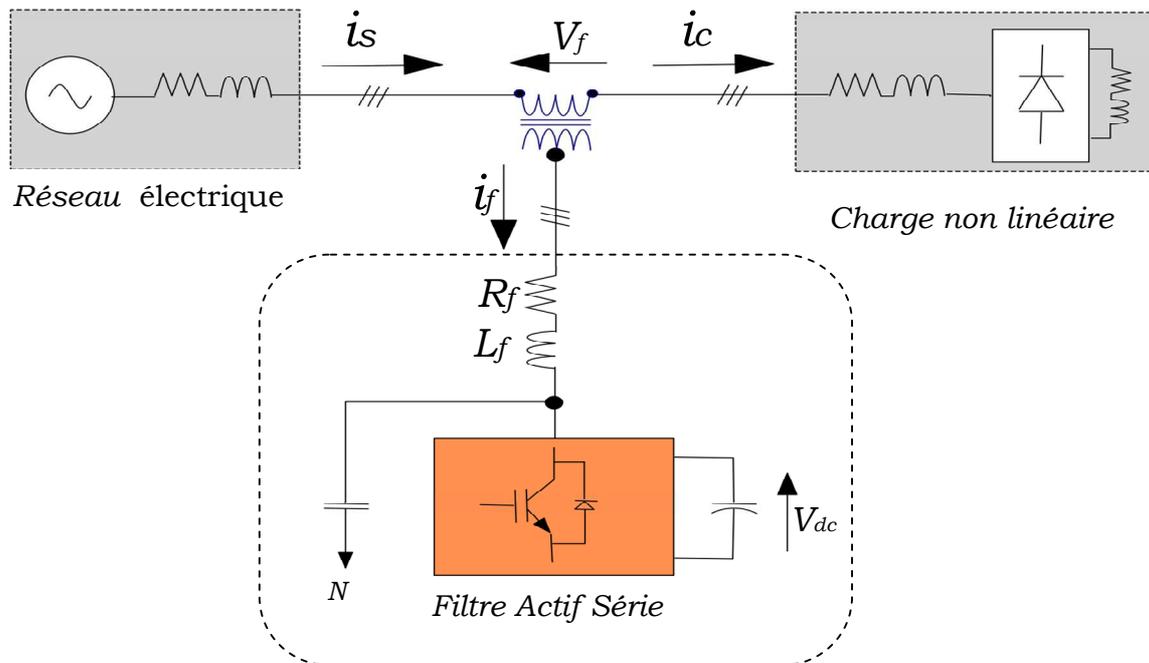


Figure I.11 Filtre actif série

I.5.3.2 Mise en œuvre

Le filtre actif série est une solution adaptée à la compensation des tensions perturbatrices, harmoniques, déséquilibrées et des creux de tension. Ces perturbations trouvent généralement leurs origines dans le réseau lui-même mais peuvent parfois être provoquées par les charges elles-mêmes. [Ala 02].

Une famille de filtres actifs séries avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI a été présentée en 1976 [Gyu 76]. Un compensateur statique pour le rééquilibrage de la tension du réseau électrique a été proposé en 1985 [Mul 85]. La génération, par l'onduleur à thyristors, des composantes non désirées, ayant une faible fréquence de commutation, a découragé l'avancement pratique de cette solution.

Afin de compenser le déséquilibre de tension de réseau électrique, un compensateur de tension à base d'onduleur de tension triphasé a été proposé en 1990 [Mor 90]. Depuis, beaucoup de travaux ont été consacrés à l'amélioration de la qualité de compensation du déséquilibre de la tension du réseau [Cam 92],

[Cam94]. D'autres articles ont introduit le problème des creux de tension et la solution de compensation par le compensateur actif série [Bha 94], [Had 97].

I.5.4 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

La combinaison parallèle-série actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série, comme le montre la Fig. I.12. Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [ALA 02].

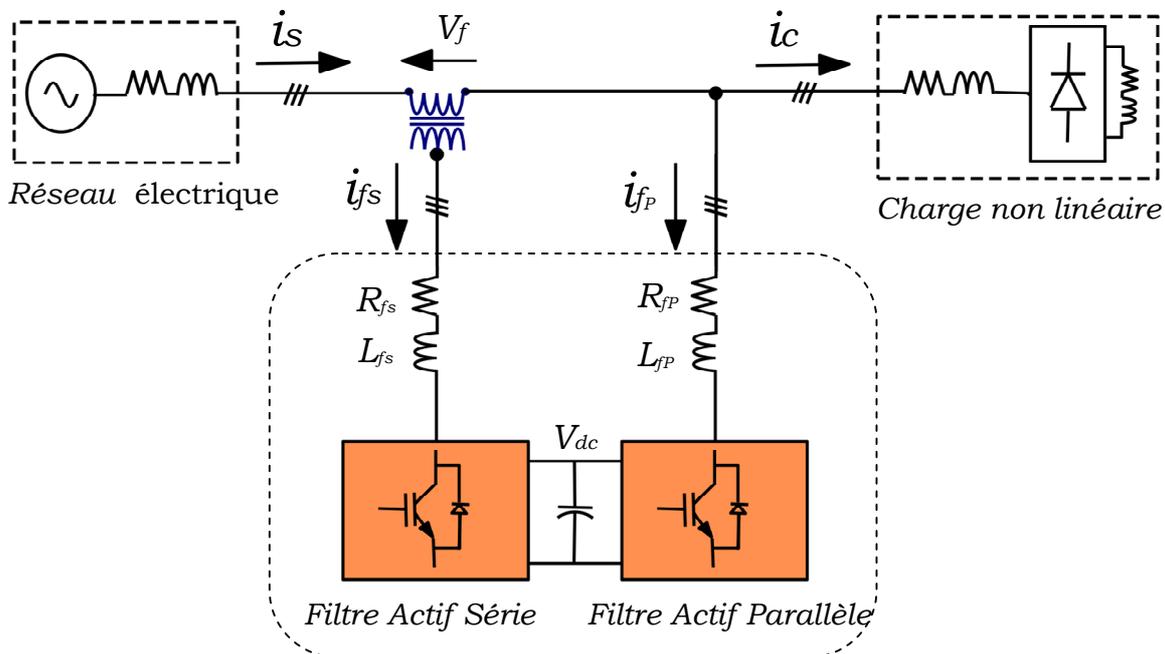


Figure I.12 La combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

Cette configuration est considérée comme un filtre actif idéal qui élimine les harmoniques de tension et de courant. Elle est capable de délivrer une puissance propre sous des pollutions harmoniques assez élevées, de compenser le déséquilibre de tension et de courant. Ce pendant son cout est assez élevé et sa commande est complexe du fait qu'il y a beaucoup de semi-conducteurs qui rentrent en jeu.

I.5.5 Combinaison hybride active et passive

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Il est rappeler que le filtre actif shunt est destiné à la compensation des harmoniques engendrés par des charges type source de courants harmoniques et le filtre actif série est capable de compenser les harmoniques des charges type source de tensions harmoniques. [Men 03]. Cependant, ces filtres actifs utilisés seuls comportent certains inconvénients :

- Le faible rendement et la limitation de la bande passante à haute puissance détériorent la qualité de la compensation de ces filtres.
- Les harmoniques d'ordres supérieurs dus au fonctionnement des interrupteurs du filtre actif peuvent être absorbés par des filtres passifs branchés sur le même réseau sans que cette compensation supplémentaire soit prévue lors de la conception de ces filtres passifs.
- Un filtre actif shunt doit supporter la tension du réseau au point de raccordement et un filtre actif série est traversé par le courant total de ligne.

De ce fait, les filtres hybrides traitent et mitigent les problèmes rencontrés avec les filtres passifs et avec les filtres actifs purs. Par conséquent, les filtres actifs hybrides améliorent les caractéristiques de compensation des filtres passifs ce qui peut conduire à une réduction de la puissance du filtre actif.

D'autre part, les filtres hybrides peuvent être classés selon le nombre d'éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (filtres actifs et filtres passifs), le système traité (monophasé, triphasé à trois fils et triphasé à quatre fils) et le type d'onduleur utilisé (structure de tension ou de courant).

Plusieurs topologies ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant :

- le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

I.5.5.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la Figure. I.13. [Wan92], [Pen 88], [Jou 05].

À la fréquence fondamentale, le filtre actif laisse passer un courant égal à la somme du courant fondamental de la charge avec le courant fondamental du filtre passif.

À la fréquence des harmoniques le filtre actif s'impose comme isolateur (circuit-ouvert) obligeant ainsi la totalité des courants harmoniques de la charge à traverser le filtre passif. La tension harmonique aux bornes du filtre passif est considérée comme un inconvénient cette topologie. D'autres inconvénients se manifestent, notamment l'isolation et la protection du filtre actif, et l'influence des dysfonctionnements du filtre actif sur la charge. [Sal 10],[Men 03].

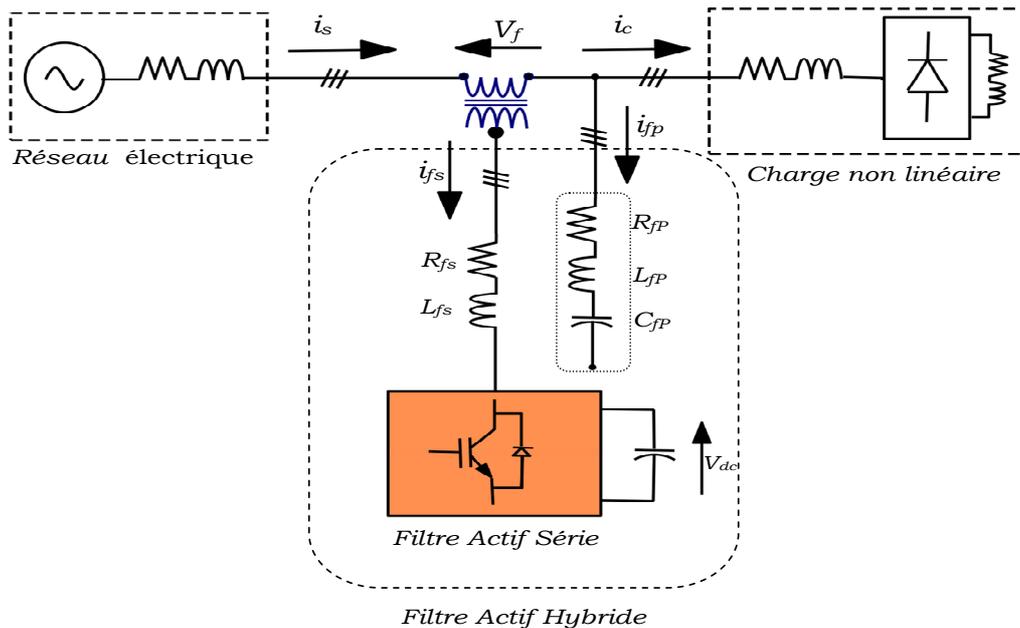


Figure I.13 Filtre actif série avec filtre passif parallèle

I.5.5.2 Filtre hybride shunt avec transformateur

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée par la Figure I.14, est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série, car le courant qui le traverse est moins important. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge. En effet, cette topologie n'est pas adaptée pour traiter un réseau à fort taux de pollution de la tension amont; néanmoins, ses performances minimisent le dimensionnement des filtres passifs et complètent leurs effets.

Inversement, dans une installation existante, le rajout d'un compensateur actif de puissance réduite permet d'améliorer l'efficacité des filtres passifs existants. Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs en évitant l'amplification des tensions harmoniques qui sont en amont aux fréquences d'antirésonances des filtres passifs. De même, il atténue fortement les courants harmoniques entre la charge et la

source par abaissement de l'impédance globale (filtres passifs plus compensateurs actifs). En plus, puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement (et en particulier celui du coupleur magnétique) peut être réduit. Cette structure est donc bien adaptée à traiter les réseaux de puissances et tensions élevées, tout en assurant le réphasage des composantes fondamentales. Son principal inconvénient est que les filtres passifs sont définis en fonction de la nature de chaque charge ce qui nécessite toujours une étude préalable.

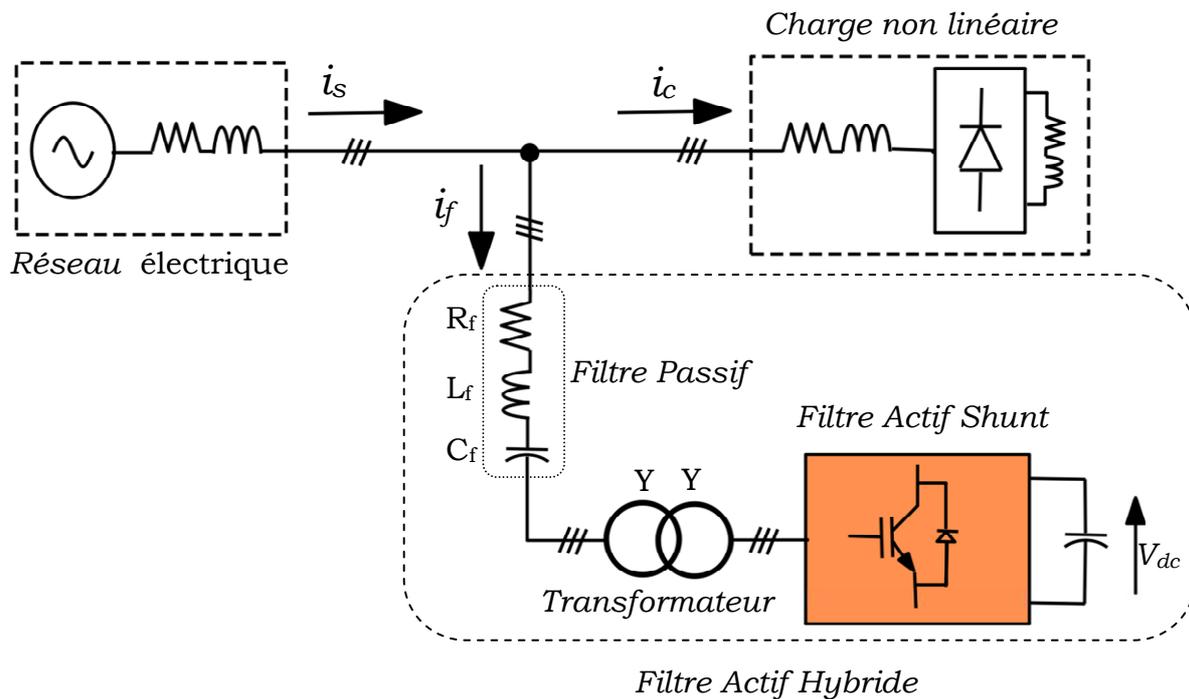


Figure I.14 Filtre Actif hybride avec transformateur

I.5.5.3 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et une inductance

La configuration du filtre hybride shunt avec transformateur est représentée sur la Figure I.15. Elle permet de réduire le dimensionnement du filtre actif à moins de 2%.

Le principe de fonctionnement de cette configuration, est le même que celui de la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible [Wan 92]. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge. La capacité du filtre actif est plus réduite pour les mêmes compensations. Le filtre actif améliore les

caractéristiques de compensation et amortit les résonances séries. [Bha 97],[Fuj 00], [Pal 08].

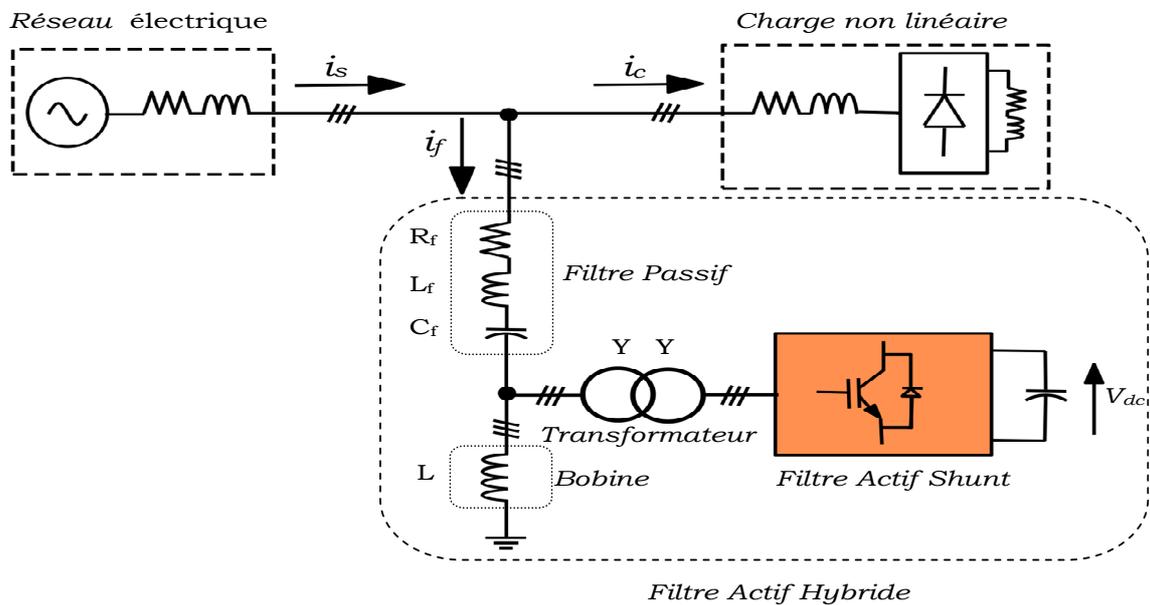


Figure.1.15 APF Hybride avec Transformateur et bobine

Une autre configuration du filtre hybride shunt est montrée à la Figure 1.15. Dans ce cas le filtre actif est relié à une inductance en parallèle avec un transformateur, et ceci dans le but de réduire le dimensionnement du filtre actif [Suk 99], [Pal 08], [Joo 04].

I.5.5.4 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et un condensateur

Plusieurs topologies de filtres actifs séries, de filtres actifs shunt et de filtres hybrides (combinaison de filtres actifs série et shunt) ont été développés et commercialisés, telles que les applications nécessitant une alimentation de puissance ininterrompue. Cependant, peu de topologies peuvent éliminer les phénomènes de résonances qui peuvent apparaître dans des systèmes d'alimentation équipés des correcteurs de facteur de puissance. Le filtre hybride shunt de puissance donné à la Figure I.16 peut amortir le phénomène de résonance tout en décalant la fréquence de résonance créée par l'inductance de la source et les correcteurs de facteur de puissance à une valeur non critique [Fuj 91], [Bha 97], [Pal 08].

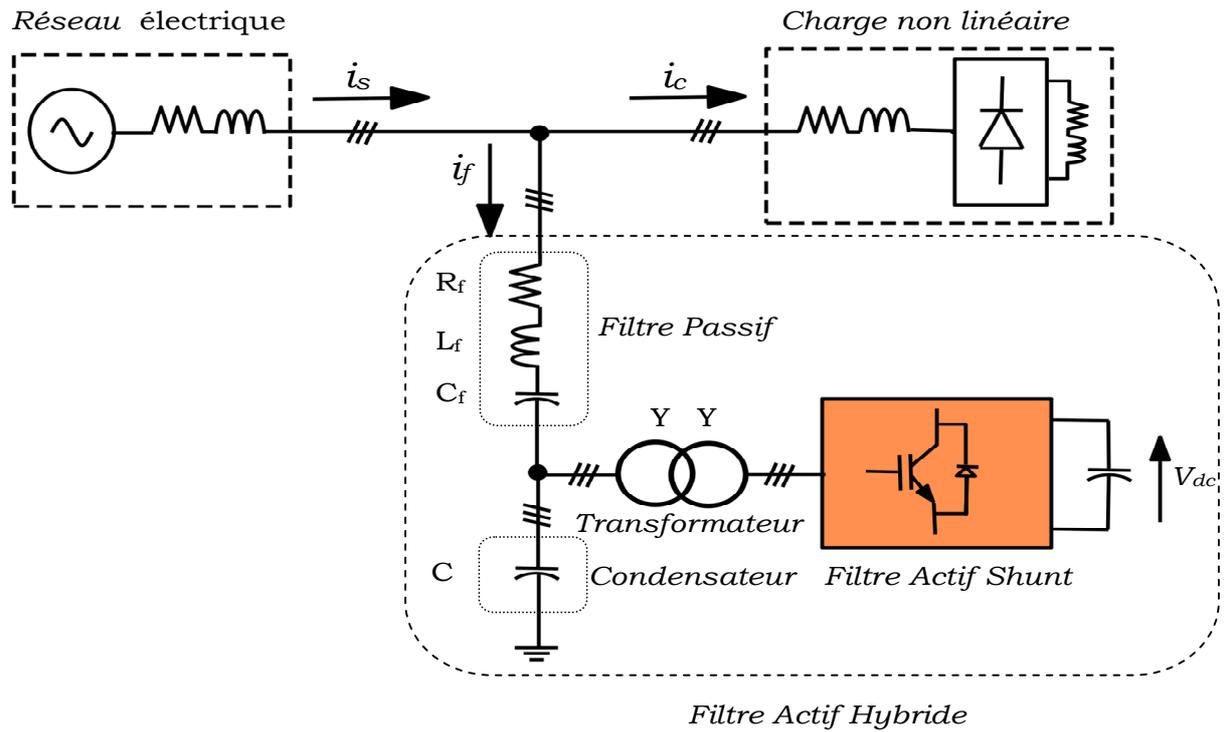


Figure I.16 APF Hybride avec Transformateur et condensateur

I.5.5.5 Filtre hybride shunt sans transformateur

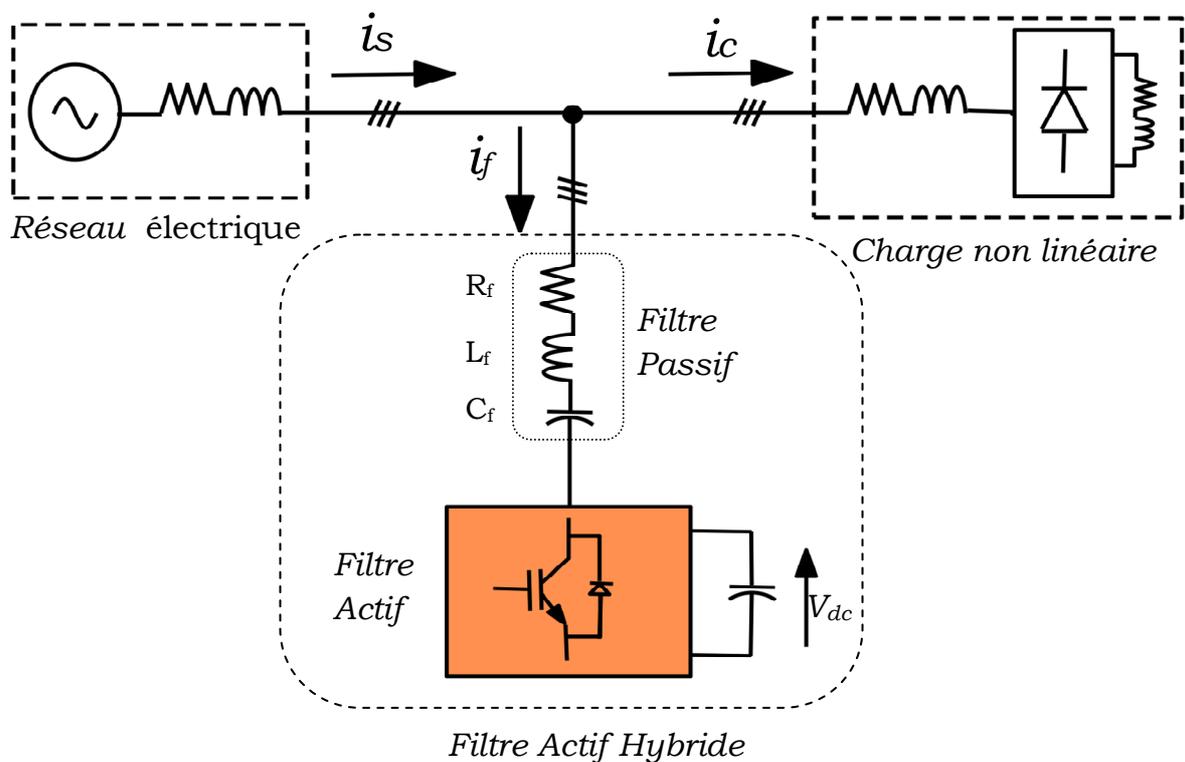


Figure I.17 Filtre Actif hybride sans transformateur

La topologie du filtre hybride shunt triphasé sans transformateur est illustrée à la Figure 1.17. Le filtre hybride shunt triphasé est composé d'un filtre passif accordé à la 5^{ème} ou 7^{ème} harmonique, et un filtre actif de dimensionnement réduit formé par un onduleur de type source de tension. Le filtre actif joue un rôle essentiel en réduisant les harmoniques de courant de source. Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une faible impédance à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. [Aka 03], [Sri 03][Aka 12].

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
- le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs en évitant l'amplification des tensions harmoniques qui sont en amont aux fréquences d'antirésonances des filtres passifs. De même, il atténue fortement les courants harmoniques entre la charge et la source par abaissement de l'impédance globale (filtres passifs plus compensateurs actifs). En plus, puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement (et en particulier celui du coupleur magnétique) peut être réduit. Cette structure est donc bien adaptée à traiter particulièrement les réseaux de puissances et tensions élevées.

Pour toutes ces raisons, nous avons retenu cette topologie pour le reste de notre étude concernant le *filtre actif hybride*.

I.5.5.6 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure I.18, est la compensation des courants harmoniques de basses fréquences émis par la charge polluante [Aka 00]. Alors que le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. En outre, cette combinaison permet d'introduire un bon amortissement pour éviter le problème d'antirésonance [Fuj 00]. Ici encore le filtre actif et le filtre passif complètent leurs actions. Il peut être intéressant de limiter l'action du compensateur actif aux seuls rangs non traités par les filtres passifs. Cette structure permet selon le cas :

- D'améliorer la dépollution obtenue avec les filtres passifs seuls;
- De limiter le nombre de rangs de filtres passifs;

- D'améliorer les performances du compensateur actif seul (pour une même puissance efficace du compensateur actif).

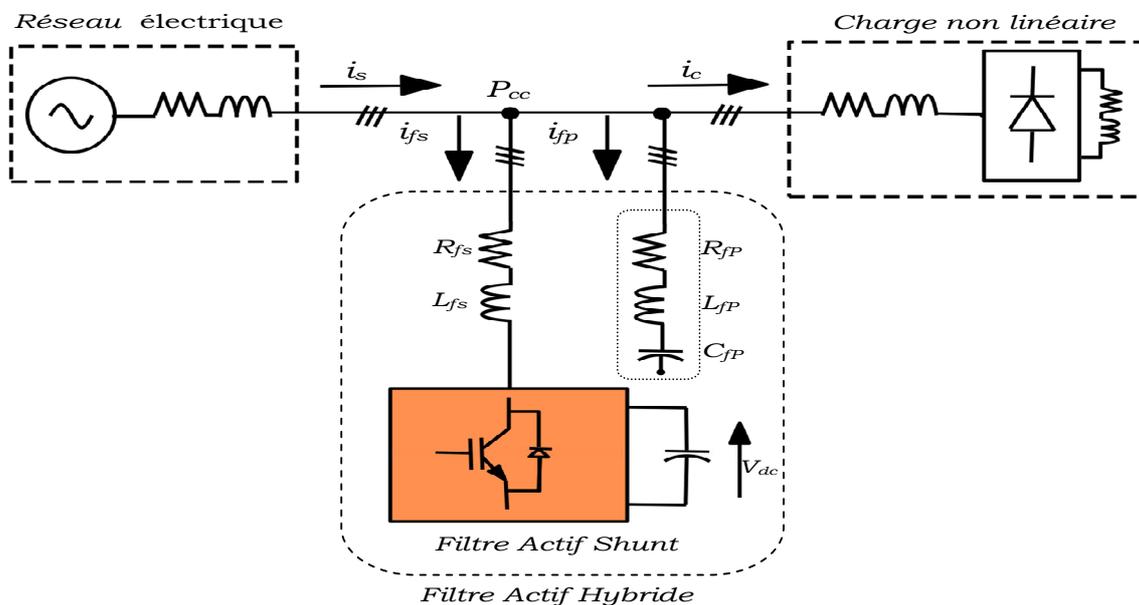


Figure I.18 Filtre hybride composé d'un filtre actif shunt et un filtre passif parallèle

Ceci étant, cette combinaison ne permet pas d'éviter les surcharges des filtres passifs, ni les effets de l'antirésonance avec l'impédance réseau.

Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance (le cycloconvertisseur est un convertisseur direct qui permet à la fois de faire varier la tension efficace aux bornes d'une charge alternative, mais aussi d'en changer la fréquence).

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la distorsion harmonique et les différentes sources de perturbation affectant la forme d'onde des tensions du réseau électrique ainsi que leurs effets néfastes sur les équipements électriques qui y sont connectés. Ces effets sont à l'origine d'échauffements et de dégradations du fonctionnement de ces équipements. Les normes imposées ont été également présentées. Elles fixent les limites de la génération d'harmoniques.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Nous avons montré que la solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrements et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

En revanche, la solution des filtres actifs parallèles et séries avec leurs combinaisons se présente comme la meilleure jusqu'à ce jour pour tous types de perturbations susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle, ces solutions peu encombrantes font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et des charges polluantes en assurant une bonne dépollution harmonique, compensation de l'énergie réactive et rééquilibrage des tensions du réseau.

Pour ce qui est des solutions conventionnelles, nous avons présenté les deux topologies utilisées, à savoir le filtre actif pur et le filtre actif hybride. Ces topologies ont pour but de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux. En effet, grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante. Ces solutions conventionnelles peuvent être installées pour compenser toutes les perturbations de courant telles que les harmoniques, les déséquilibres ainsi que pour compenser de la puissance réactive. Ainsi, le choix de la topologie des filtres actifs parallèles pur et hybride se présentent comme la solution la plus adaptée pour le filtrage des courants harmoniques.

Chapitre 2

Stratégies de commande, régulation et dimensionnement du filtre actif.

Sommaire

Introduction.....	46
II.1 État de l'art des différents types de commande en courant.....	46
II.1.1 Commande par hystérésis.....	48
II.1.2 Commande par hystérésis modulée.....	49
II.1.3 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....	50
II.1.3.1 MLI inter sélective.....	51
II.1.3.2 MLI vectorielle.....	51
II.2 Etat de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques.....	52
II.2.1 Méthodes fréquentielles.....	52
II.2.2 Domaine temporel.....	53
II.2.2.1 Méthode des puissances instantanées (p-q).....	53
II.2.2.2 Méthode indirecte.....	58
II.2.2.3 Méthode courant instantané (d-q).....	59
II.2.2.4 Filtre adaptatif Notch.....	62
II.2.2.5 Boucle à verrouillage de phase (PLL).....	62
II.3 Etat de l'art des principaux régulateurs.....	64
II.3.1 Régulateur proportionnel- intégral.....	64
II.3.2 Commande par retour d'état avec intégrateur.....	64
II.3.3 Régulateur quasi linéaire.....	65
II.3.4 Régulateur flou.....	66
II.3.4.1 Régulateur flou de type Mamdani.....	66
II.3.4.2 Régulateur flou de type Sugeno.....	67
II.3.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Inference System)...	68
II.4 État de l'art de principaux algorithmes de commande.....	68
II.4.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF).....	69
II.4.2 Commande non linéaire.....	70
II.4.3 Commande par mode de glissement.....	70
II.4.4 Commande adaptative directe.....	71
II.4.5 Commande adaptative indirecte.....	71
II.4.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov.....	71
II.5 Conclusion.....	72

Introduction

La problématique de la pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Le filtrage actif, comme moyen de compensation de ces harmoniques, est de plus en plus utilisé pour réaliser des interfaces de dépollution entre les réseaux électriques et les récepteurs polluants. Cependant, un dispositif de filtrage actif est caractérisé par plusieurs éléments qui influencent ensemble la performance du filtrage.

Par ailleurs, la sélection d'une configuration dépend, d'une part des compensations souhaitées et de la nature des charges polluantes. D'autre part, cette configuration influence le choix de la stratégie de commande.

Dans ce chapitre nous traitons de ces éléments constituant un filtre actif. Nous ferons un état de l'art des différentes lois de commande employées pour le contrôle de ces structures, ce qui nous permettra de faire un bilan et de positionner notre étude. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons tout d'abord l'état de l'art des différents types de commande en courant concernant les filtres actifs de puissance. Ensuite, dans la deuxième partie, nous verrons les différentes techniques d'extraction des références harmoniques pour la compensation, dont certains font appel aux notions des puissances. Par la suite, dans la troisième partie nous exposerons les principaux régulateurs utilisés dans les boucles de courant et de tension du filtre actif. Enfin, un tour d'horizon de l'état de l'art des principaux algorithmes pour la modulation des consignes utilisées pour le filtrage actif clôturera ce chapitre.

II.1 État de l'art des différents types de commande en courant

Nous présentons dans cette section les techniques de commande étudiées dans la littérature. Une description courte de chaque commande est exposée.

Ces commandes du filtre actif sont utilisées pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif très proche de sa référence. Plusieurs techniques de commande peuvent être utilisées :

- Hystérésis,
- Hystérésis modulée,
- MLI inter-sélective,
- MLI vectorielle...

La modulation permet de générer à partir d'un signal erreur, sortant d'un régulateur, des signaux de commande des interrupteurs. Plusieurs options existent pour la modulation du signal de commande des interrupteurs du filtre actif

triphasé. [Hol.92]. Les techniques particulièrement intéressantes sont celles appliquées en chaîne fermée. Considérons comme exemple le système dans la figure I.8 représentant un filtre actif shunt et dont le schéma équivalent incluant la commande est illustré dans la figure II.1

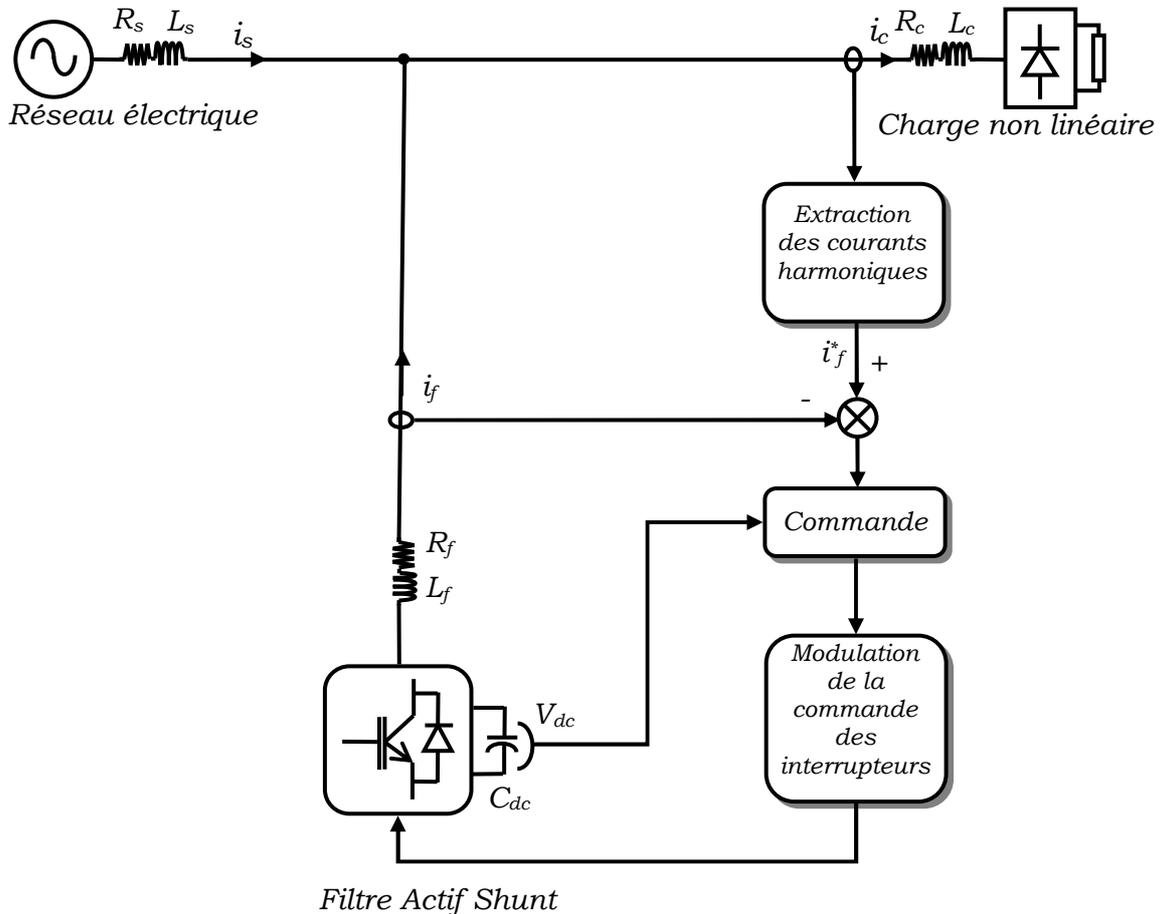


Figure II.1 Schéma bloc de contrôle générique d'un filtre actif Shunt.

Dans cette figure, l'adoption de la configuration d'un filtre actif shunt aide à clarifier les idées sans toutefois affecter la généralité de l'étude. Le courant i_c appelé par la charge non-linéaire est mesuré afin d'extraire sa composante harmonique pour l'utiliser comme consigne de la commande. En fonctionnement idéal, le filtre actif sera forcé à fournir un courant de compensation i_c égal à la consigne calculée pour rendre le courant i_s dans la source d'allure sinusoïdale.

Les méthodes les plus utilisées pour la réalisation du bloc de la modulation du signal de commande sont :

II.1.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire à fréquence de commutation variable, qui consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur en imposant les commutations à l'onduleur dans l'objectif de maintenir la tension dans une fourchette bien définie, centrée autour de la référence, et en utilisant l'erreur existante entre la tension de référence et la tension produite par l'onduleur. Cette stratégie de commande assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Le schéma de principe de cette technique de commande est illustré sur la Figure II.2.

L'erreur est comparée à un bloc appelé bande d'hystérésis (Figure II.3). Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande.

Toutefois, le dimensionnement de cette commande se résume à fixer la largeur de cette bande. Une règle pratique consiste à la prendre égale à 5% de la tension nominale. En outre, comme on l'a vu dans la structure de la commande précédente, cette commande se caractérise par l'absence de modulateur. On utilise le fait que les tensions instantanées générées par l'onduleur produisent une ondulation de tension triangulaire à l'échelle de la période de découpage. Cette ondulation est utilisée pour l'auto commutation de l'onduleur à l'aide d'une chaîne à hystérésis qui remplacera le modulateur. La commande en fourchette est donc, supposée être capable d'imposer la pente (positive ou négative) des tensions par l'intermédiaire de celles de l'onduleur. En effet, la détection de l'erreur de tension la plus élevée permet d'imposer, à travers l'état de l'hystérésis correspondant, la combinaison de commande triphasée qui donne l'évolution souhaitée de la tension de phase associée.

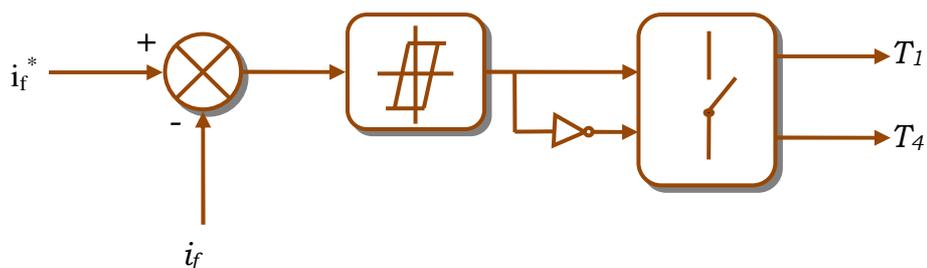


Figure II.2 Commande par hystérésis.

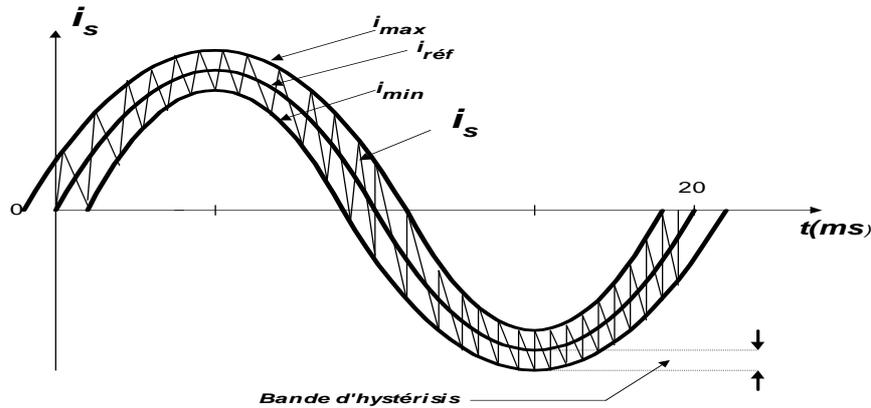


Figure II.3 Commande montrant la bande d'hystérésis.

II.1.2 Commande par hystérésis modulée

L'objectif principal de la commande par hystérésis modulée est d'apporter une amélioration en résolvant l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle par la fixation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Elle consiste à rajouter au signal d'erreur ($e = i_{ref} - i_f$), un signal triangulaire à la fréquence de commutation.

La fréquence doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande 2BH (Band Hysterisis) dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la Figure II.4.

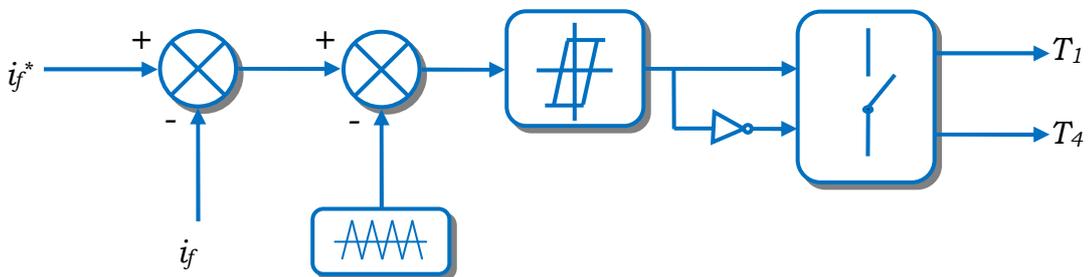


Figure II.4 Commande par hystérésis modulée.

Dans le cas du contrôle par hystérésis modulée, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir

l'amplitude du signal triangulaire et la bande passante du régulateur par hystérésis. Si ces paramètres ne sont pas correctement déterminés, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance sera soit supérieure, soit inférieure, à la fréquence souhaitée.

II.1.3 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Elle se base sur la comparaison d'une onde de modulation (porteuse), qui est en général un signal triangulaire de fréquence élevée (f_m) chargée d'imposer les périodes de modulation, avec une onde de commande ou de référence ($X_{réf}$), modulatrice, qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation (X_{com}) est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (Figure II.5). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.

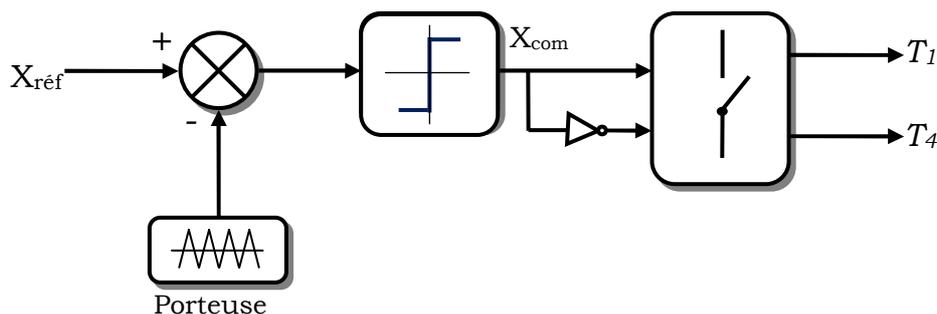


Figure II.5 Principe de la commande MLI.

La fonction de la modulation est de déterminer les instants de commutation des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation présentant le même spectre basse fréquence que le signal d'origine.

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) consiste donc à adopter une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité, et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu. L'objectif de cette commande est de diminuer les harmoniques supplémentaires et non-souhaités présents dans les courants générés par l'onduleur. La MLI est applicable à des systèmes linéaires, de fréquence de commutation constante. Cette commande présente des avantages et des inconvénients :

a) Avantages

- ✓ Robustesse,
- ✓ Faible effort de commande,
- ✓ Grande fiabilité.

b) Inconvénients

- ✓ Augmentation des pertes par commutation qui sont dues à la haute fréquence de commutation.
- ✓ Faiblesse pour des systèmes avec bruit et pour des paramètres du système variable.
- ✓ Modèle mathématique exigé.
- ✓ Non contrôle des ondulations de courants.

On distingue deux techniques : la MLI inter sélective et la MLI vectorielle.

II.1.3.1 MLI inter sélective

C'est la modulation la plus classique, elle consiste à comparer le signal de référence de tension à une porteuse haute fréquence. Le résultat de cette comparaison détermine les instants de commutation des interrupteurs. De nos jours, la plupart des systèmes de contrôle d'onduleurs s'implémentent numériquement. Ainsi, une MLI avec échantillonnage régulier est souvent utilisée, où la référence de la tension reste constante pendant la période d'échantillonnage.

II.1.3.2 MLI vectorielle

A la différence de la MLI inter sélectives, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et leurs temps d'application (afin d'obtenir en valeur moyenne une tension de référence à partir des états de commutation de l'onduleur) sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation, par l'approximation de la valeur moyenne de la MLI. Si on sélectionne les vecteurs adéquats et si on les applique dans l'ordre correct, il est possible d'obtenir une fréquence de commutation relativement élevée à la sortie avec une fréquence de commutation réduite. La modulation vectorielle diffère des techniques inters sélectives par le fait que les signaux de commande sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps.

II.2 Etat de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques

Cette identification sert à générer des références nécessaires à la compensation. Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs d'entre elles présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode.

Ces méthodes se classifient en deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel de l'outil mathématique développé.

II.2.1 Méthodes fréquentielles

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant.

Ces harmoniques caractéristiques peuvent être calculés à l'aide de la décomposition en série de Fourier. Le courant $i_c(t)$ mesuré peut s'écrire sous la forme sinusoïdale suivante:

$$i_c(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t - \phi_n) \quad \text{II.1}$$

Où les différents coefficients sont donnés par :

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt. \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T i_c(t) \cos(n\omega t) dt. \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T i_c(t) \sin(n\omega t) dt. \\ C_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}. \\ \phi_n &= -\arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right). \end{aligned} \quad \text{II.2}$$

T étant la période fondamentale.

En pratique ces coefficients sont calculés sous forme numérique à l'aide de la transformation rapide de Fourier (FFT) ou de l'une de ses variantes.

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.

Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul important en plus d'une allocation de mémoire considérable, ce qui peut susciter un retard considérable dans la réponse du filtre actif. [Asi 05].

II.2.2 Domaine temporel

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques par le filtrage. Les méthodes les plus importantes sont : [Nav 99], [Asi 05].

II.2.2.1 Méthode des puissances instantanées p-q

La théorie des puissances active et réactive (p-q), pour un circuit électrique avec une source sinusoïdale, est largement présentée dans la littérature. Elle est basée sur la transformation abc/ $\alpha\beta$, comme c'est illustré par la figure II.6

Par ailleurs, c'est une méthode temporelle utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre des méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète).

Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère α - β) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. [Aka 83].

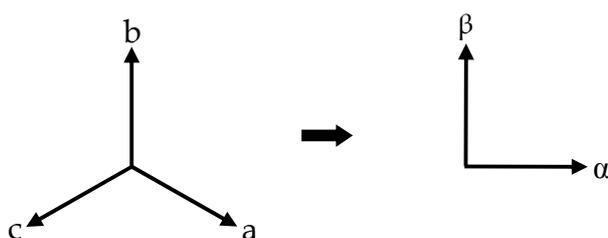


Figure II.6 Transformation d'axe 'abc' à ' α - β ' sans fil neutre.

Considérons les tensions simples et les courants de ligne d'un système triphasé sans composante homopolaire. La transformation de Concordia permet d'obtenir les composantes correspondantes dans le plan $\alpha\beta$:

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

Et

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{II.4}$$

La puissance instantanée pour le système triphasé est ainsi:

$$P(t) = V_{sa}.i_{ca} + V_{sb}.i_{sb} + V_{sc}.i_{sc} = V_\alpha.I_\alpha + V_\beta.I_\beta \quad \text{II.5}$$

Akagi a proposé la définition suivante : [Aka 85].

$$q(t) = V_\alpha.I_\beta - V_\beta.I_\alpha \quad \text{II.6}$$

Que l'on peut écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb}).i_{sc} + (V_{sb} - V_{sc}).i_{sa} + (V_{sc} - V_{sa}).i_{sb}] \quad \text{II.7}$$

Cette formulation permet de mesurer au signe près, dans le cas où on ne considère que les composantes fondamentales, la puissance réactive conventionnelle.

En présence des harmoniques, la variable q prend en considération tous les harmoniques dans les courants et les tensions. Cette nouvelle puissance est appelée "*puissance imaginaire instantanée*" avec une nouvelle unité VAI (Volt-Ampère-Imaginaire).

En résumé, la formulation matricielle de p-q peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

En posant $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$ les composantes des courants $\alpha\beta$ peuvent être obtenues à partir de l'équation. 11.46:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{II.9}$$

Prenons le cas d'un réseau électrique triphasé équilibré dont le système de tensions et de courants est donné par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \sqrt{2}V_m \cdot \sin(\omega t) \\ V_{sb} &= \sqrt{2}V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} &= \sqrt{2}V_m \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad \text{II.10}$$

$$\begin{aligned}
 i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cdot \sin(h\omega t - \varphi_n) \\
 i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cdot \sin\left[h\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_n\right] \\
 i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cdot \sin\left[h\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_n\right]
 \end{aligned}
 \tag{II.11}$$

Sachant que certains termes dans l'équation II.9 peuvent être nuls.

D'après les équations II.2, II.3 et II.9, on obtient les composantes du courant dans le repère α - β .

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} I_n \cdot \sin(h\omega t - \varphi_n) \cdot \left(1 - \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 i_\beta &= \sum_{n=1}^{\infty} 2 I_n \cdot \cos(h\omega t - \varphi_n) \cdot \sin\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II.12}$$

Ainsi, à partir des équations II.6 et II.10, on a donc les puissances réelle et imaginaire instantanées:

$$\begin{aligned}
 P &= 3V_m I_1 \cdot \cos(\varphi_1) - 3V_m I_2 \cdot \cos(3\omega t - \varphi_2) + 3V_m I_4 \cdot \cos(3\omega t + \varphi_4) - 3V_m I_5 \cdot \cos(6\omega t - \varphi_5) + \dots \\
 q &= -3V_m I_1 \cdot \sin(\varphi_1) - 3V_m I_2 \cdot \sin(3\omega t - \varphi_2) + 3V_m I_4 \cdot \sin(3\omega t + \varphi_4) - 3V_m I_5 \cdot \sin(6\omega t - \varphi_5) + \dots
 \end{aligned}
 \tag{II.13}$$

Ayant deux parties continue et alternative, les puissances instantanées peuvent être mises sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 P &= \bar{P} + \tilde{P} \\
 q &= \bar{q} + \tilde{q}
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

Avec

$$\begin{aligned}
 \bar{P} &= 3V_m I_1 \cdot \cos(\varphi_1) \\
 \bar{q} &= -3V_m I_1 \cdot \sin(\varphi_1)
 \end{aligned}
 \tag{II.15}$$

Où les symboles (-) et (~) indiquent respectivement la composante continue et alternative. Le terme \bar{P} est la puissance moyenne conventionnelle, \bar{q} est la puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.

A partir de l'équation II.9, on déduit les composantes fondamentales et harmoniques du courant:

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= i_{\alpha f} + i_{\alpha h} \\ i_{\beta} &= i_{\beta f} + i_{\beta h} \end{aligned} \quad \text{II.16}$$

Qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Composante fondamentale}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Composante harmonique}} \quad \text{III.17}$$

Pour extraire les composantes continues ou alternatives de p et q, il y a plusieurs choix proposés dans la littérature dont l'utilisation de filtre passe-bas ou passe-haut.

Le choix des paramètres du filtre approprié se fera en fonction des critères suivants:

- La caractéristique harmonique de la charge polluante;
- La performance dynamique qui demande une fréquence de coupure élevée;
- La fréquence la plus faible dans $j5$ et f_i , en fonction de la fréquence des courants harmoniques, qui impose la limite supérieure de la fréquence de coupure;
- La qualité de filtrage qui dépend de l'ordre du filtre.

La figure II.7 montre le schéma synoptique global de l'identification des courants harmoniques par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées:

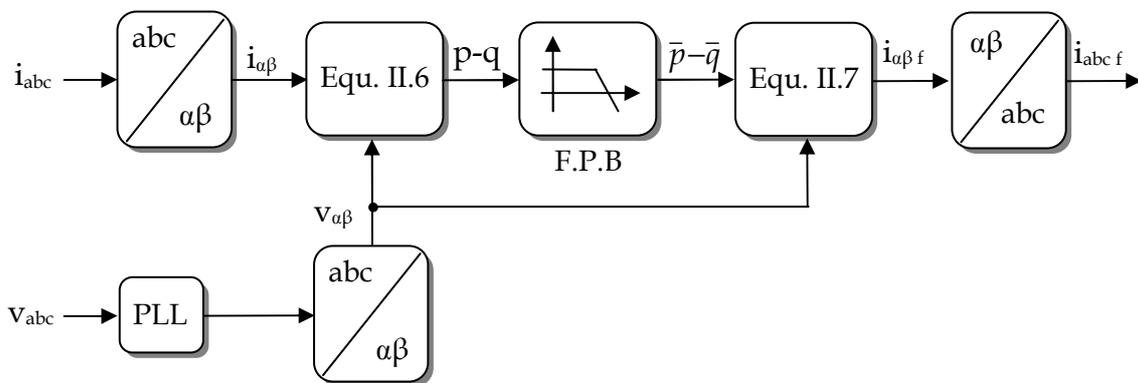


Figure II.7 Schéma synoptique de méthode des puissances instantanées

II.2.2.1.1 Méthode modifiée des puissances instantanées :

Une variante de la théorie des puissances instantanées p-q présentée au paragraphe précédent nommée, la théorie modifiée des puissances instantanées, est aussi utilisée [Kom 97]. Cette méthode est adéquate dans le cas où la source de tensions triphasées est déséquilibrée. La puissance active instantanée p et la puissance réactive instantanée q sont définies comme étant le résultat du produit entre les trois tensions de phase et les courants comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v'_a & v'_b & v'_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{II.18}$$

Où v'_a , v'_b et v'_c sont les coordonnées orthogonales (en retard de 90°) des tensions simples respectivement v_a , v_b et v_c .

Avec l'hypothèse d'un système triphasé sans neutre, la somme des courants de phases est nulle ($i_a + i_b + i_c = 0$). La relation (II.18) devient :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_c & v_b - v_c \\ v'_a - v'_c & v'_b - v'_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

Les courants s'écrivent alors :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_b - v'_c & v_c - v_b \\ v'_c - v'_a & v_a - v_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{II.20}$$

Où $\Delta' = (v_a - v_c)(v'_b - v'_c) - (v_b - v_c)(v'_a - v'_c)$

Dans le cas où le système des tensions est équilibré, les tensions simples orthogonales sont obtenues d'après les expressions suivantes:

$$v'_a = \frac{v_b - v_c}{\sqrt{3}}, \quad v'_b = \frac{v_c - v_a}{\sqrt{3}} \quad \text{et} \quad v'_c = \frac{v_a - v_b}{\sqrt{3}} \quad \text{II.21}$$

Lorsque l'équation II.21 est valable, les deux méthodes du calcul de la puissance réactive donnent les mêmes valeurs absolues de la puissance réactive. Cela est dû au fait que la théorie des puissances instantanées est un cas particulier de la théorie modifiée. [Men 03].

II.2.2.2 Méthode indirecte

La régulation des courants consiste à l'asservissement des courants issus du réseau (commande indirecte en i_s).

Sachant que les puissances actives et réactives instantanées, respectivement $P(t)$ et $Q(t)$ sont définies par les relations suivantes :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{ca} + V_{sb} \cdot i_{cb} + V_{sc} \cdot i_{cc} = V_{\alpha} \cdot I_{\alpha} + V_{\beta} \cdot I_{\beta} \quad \text{II.22}$$

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb})i_{cc} + (V_{sb} - V_{sc})i_{ca} + (V_{sc} - V_{sa})i_{cb}]$$

La transformée de Concordia inverse permet alors de déterminer les courants de références triphasés (I_{refa} , I_{refb} , I_{refc}) donnés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad \text{II.23}$$

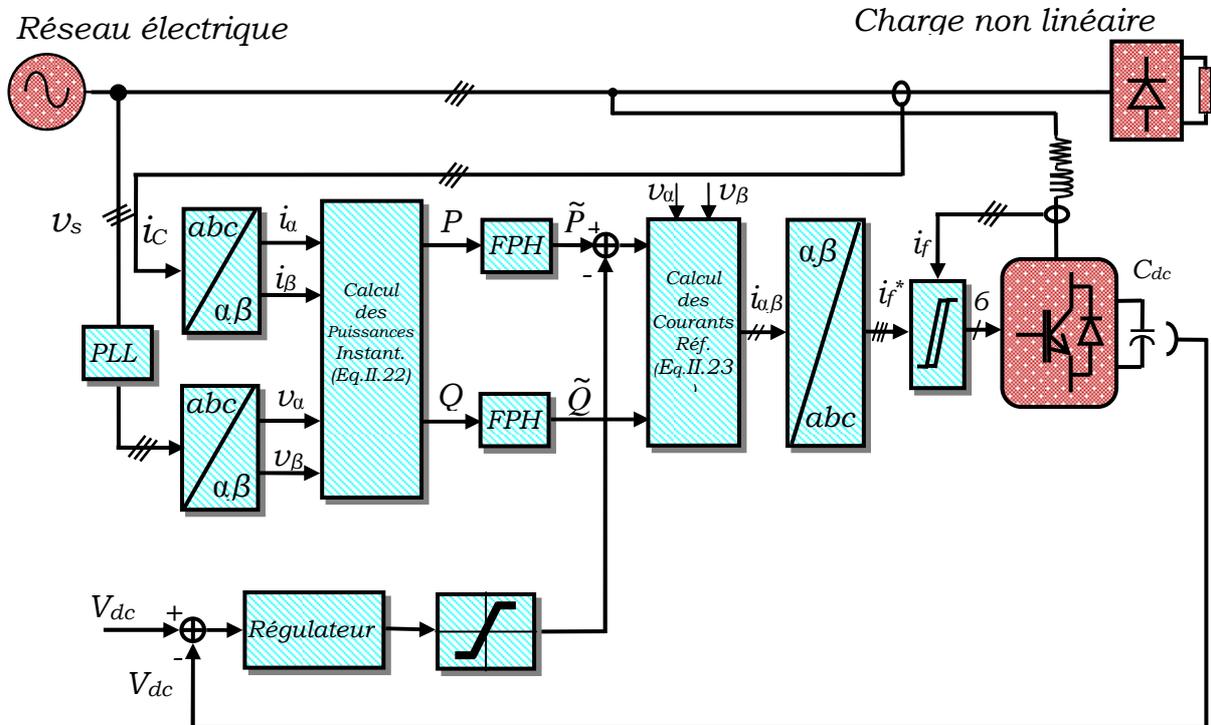


Figure II.8 Algorithme 'p-q' d'extraction de référence par la méthode de contrôle indirecte.

II.2.2.3 Méthode du courant instantané d-q

Dans cette méthode, pour extraire la composante harmonique, on transforme le courant dans un repère tournant 'dq' synchrone en utilisant la transformée de Park (Figure II.9).

La transformation abc/dq est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \text{II.24}$$

où θ est une fonction linéaire de la pulsation angulaire et représente la position angulaire du plan tournant. Ce plan de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées. Cette synchronisation doit être assurée par une boucle de phase. La vitesse synchrone étant la fondamentale du réseau, la composante fondamentale dans les courants devient une grandeur moyenne et les harmoniques seront une composante alternative. La référence harmonique sera extraite des courants dans le plan d-q à l'aide d'un filtre passe haut.

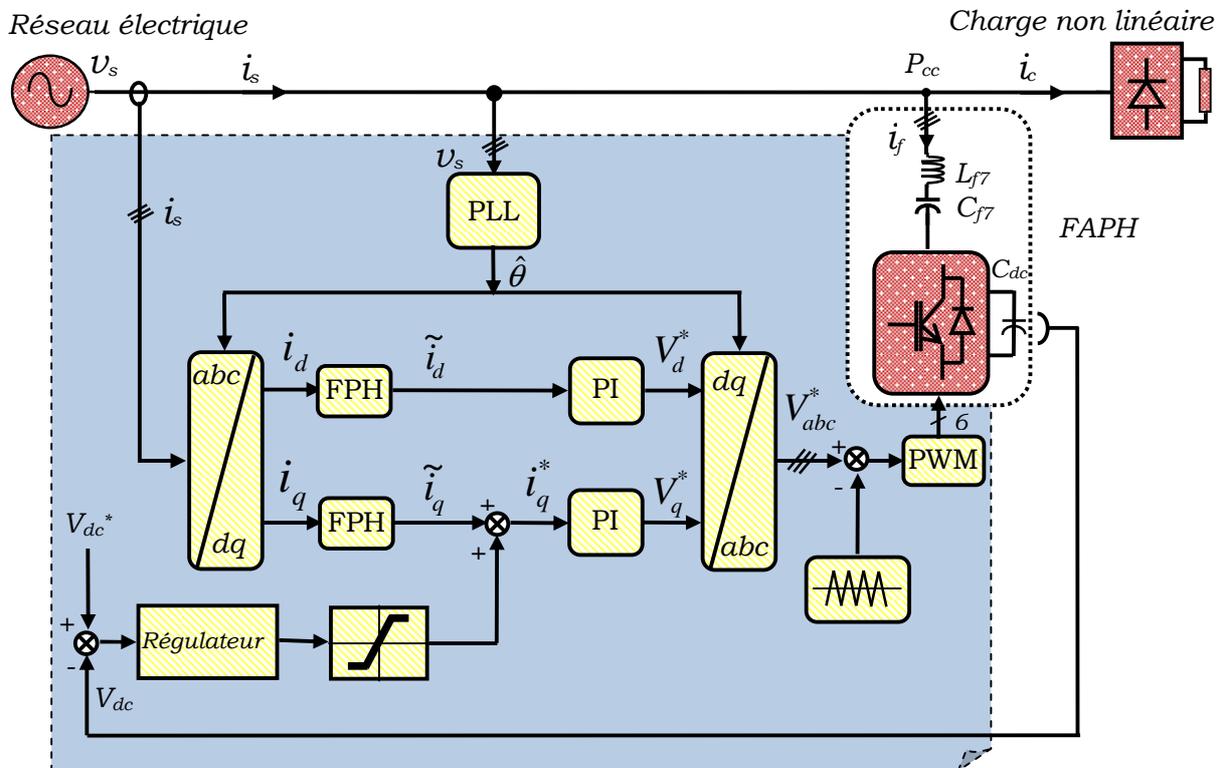


Figure II.9 Schéma bloc d'identification des perturbations du courant avec la méthode du courant instantané dq

Ainsi, les courants sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et d'une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas [Her. 09].

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad \text{II.25}$$

À la sortie du filtre passe haut, les composantes alternatives sont seules présentes. En plus, en insérant un filtre passe haut uniquement dans le trajet du courant sur l'axe d, tout le courant sur l'axe q sera disponible comme référence. Par conséquent, la puissance réactive de la charge sera compensée en plus des harmoniques. Les courants de référence du filtre actif seront :

$$\begin{aligned} i_d^* &= \tilde{i}_d \\ i_q^* &= i_q \end{aligned} \quad \text{II.26}$$

Les références du filtre actif dans le plan abc sont :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad \text{II.27}$$

La mesure des tensions au point de raccordement n'est donc pas demandée dans la méthode du plan tournant synchrone. Cependant, la connaissance de la position angulaire de ces tensions étant indispensable, la méthode est alors sensible aux variations de la fréquence. Bien que l'exigence d'avoir une boucle de verrouillage de phase représente parfois un inconvénient, la méthode du plan synchrone montre les meilleures performances dans des conditions imparfaites du système des tensions, en comparaison avec les autres méthodes existantes.

a) Filtre passe haut

Les deux types de filtre d'extraction sont présentés par la Figure II.10

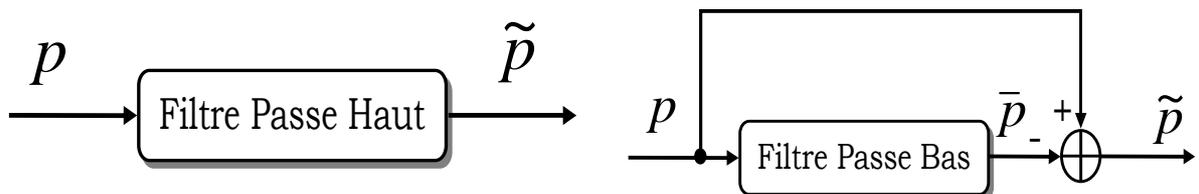


Figure II.10 Filtres classiques pour l'extraction de la composante harmonique.

Cependant, comme cela est exposé dans la littérature, ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes.

b) Filtre Multi-Variable (FMV)

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, suivant les axes a-P (Figure II.11).

La réponse en régime dynamique du filtre passe haut décrit précédemment pour l'extraction des harmoniques est lente. Si Ton choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et elle peut s'avérer insuffisante.

Le filtre FMV permet d'outrepasser cette contrainte. Il permet ainsi de filtrer efficacement les composantes harmoniques et d'améliorer les performances du filtrage [Abd. 09].

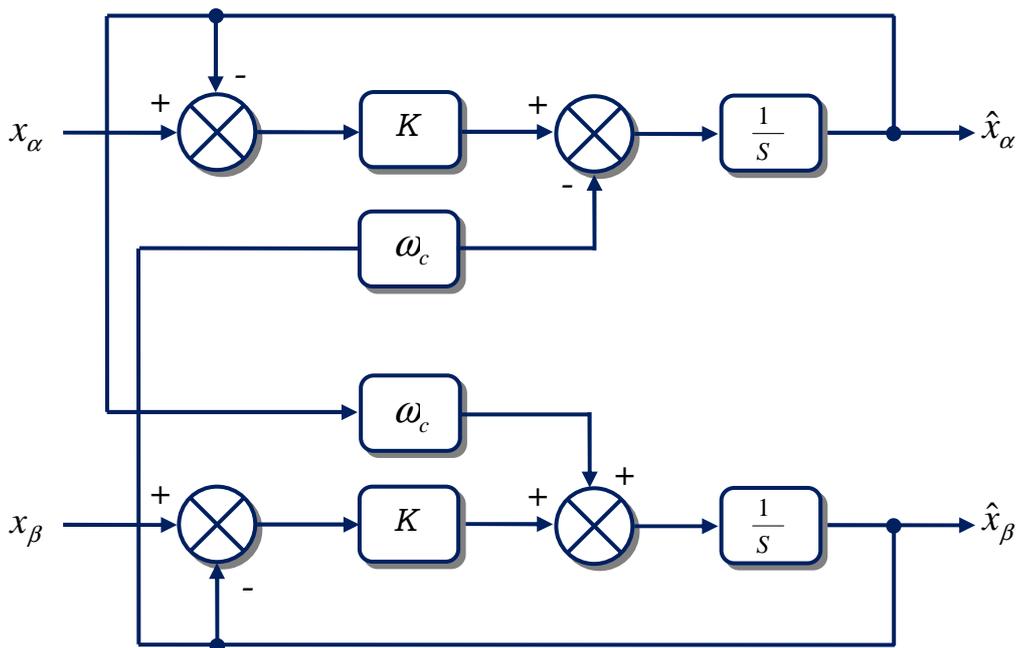


Figure II.11 Filtre Multi-Variable. (FMV)

Selon les axes α - β , les expressions liant les composantes \hat{x}_α et \hat{x}_β en sortie du filtre FMV aux composantes d'entrée x_α et x_β sont les suivantes :

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

$$\hat{x}_\beta = \frac{K}{S} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{S} \cdot \hat{x}_\alpha(s) \quad \text{II.29}$$

L'application de ce filtre pour extraire les courants harmoniques d'une charge non linéaire est donnée par la Figure II.12.

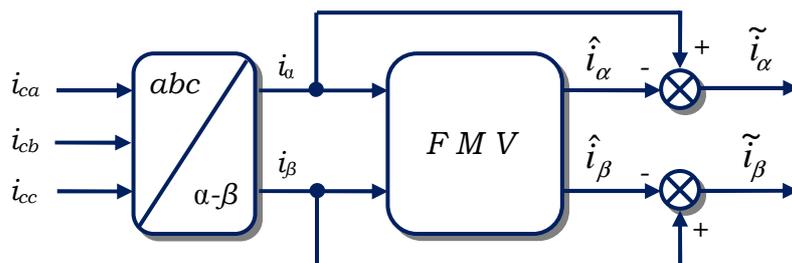


Figure II.12 Exploitation du Filtre Multi-Variable pour l'extraction des harmoniques.

II.2.2.4 Filtre adaptatif cloche (ou filtre Notch)

Cette méthode est basée sur le concept du filtre "adaptive notch filter" (ANF). Fondamentalement, la technique proposée dans la référence [Moj. 06] se compose :

- ✓ D'un maître ANF qui estime les composantes fondamentales du signal et de sa fréquence.
- ✓ D'une multiplicité d'ANFs esclave, qui estiment les composants harmoniques du signal en se basant sur l'évaluation de la fréquence fournie par le maître ANF.
- ✓ Le maître ANF et l'esclave ANF sont liés ensemble dans une structure parallèle, où des fréquences opérationnelles de l'ANF esclave sont dictées par la boucle d'évaluation de la fréquence incluse dans le maître ANF.

II.2.2.5 La Boucle à verrouillage de phase

Dans le cas de l'extraction des harmoniques et des courants réactifs, cette méthode est décrite comme suit : [Kar. 02], [Kar. 06]

- ✓ Les courants harmoniques, les inter-harmoniques et réactifs sont extraits indépendamment.
- ✓ Sa structure est adaptative en ce qui concerne la fréquence.

- ✓ Sa structure est robuste en ce qui concerne les valeurs des paramètres internes.
- ✓ Sa performance est fortement à l'abri contre les bruits et les perturbations.
- ✓ L'exactitude et la vitesse de sa réponse sont contrôlables.
- ✓ Elle convient parfaitement pour des contrôleurs incorporés.

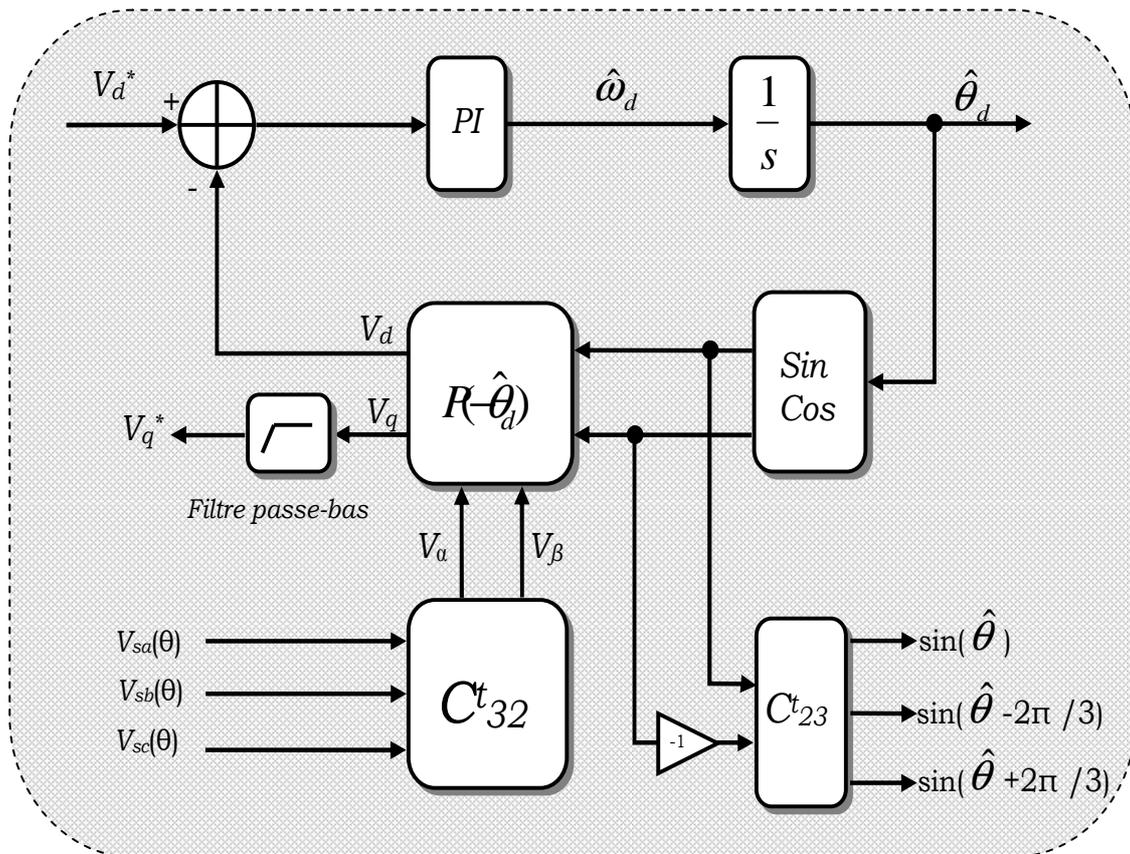


Figure II.13 PLL classique pour l'extraction des harmoniques.

Ce système reçoit le signal d'entrée $V_s(t)$ et fournit une estimation des signaux suivants :

- ✓ La composante fondamentale synchronisée,
- ✓ L'amplitude de $y(t)$.
- ✓ L'angle de phase de $y(t)$,
- ✓ La déviation de fréquence,
- ✓ La dérivés temporelles de l'amplitude, de la phase et de la fréquence.

II.3 Etat de l'art des principaux régulateurs

II.3.1 Régulateur proportionnel- intégral

Ce type de contrôleur est largement utilisé pour la commande des systèmes linéaires. Sa structure est donnée par la Figure ci-dessous.

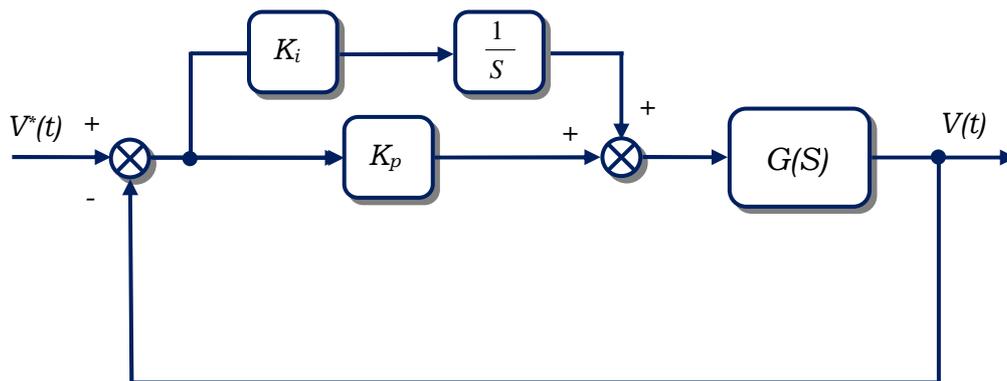


Figure II.14 Système incluant un contrôleur PI

a) Régulation proportionnelle

Le rôle du gain K_p est de réduire l'erreur de réglage, qui est inversement proportionnelle à ce gain. Plus le gain est grand, plus l'erreur est réduite et plus la réponse devient de plus en plus oscillatoire.

b) Régulation intégrale

Le rôle principal de l'action intégrale k/s est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois l'action intégrale est un élément à retard de phase, donc l'augmentation de l'action intégrale (c.à.d. diminué T_1) produit une instabilité car elle déplace le lieu de Nyquist vers la gauche. La valeur optimale est choisie pour satisfaire un compromis stabilité- rapidité.

II.3.2 Commande par retour d'état avec intégrateur

Le correcteur par retour d'état ne permet pas de faire le rejet de perturbation (annulation de l'erreur en régime permanent). Ce correcteur est modifié en lui rajoutant une action intégrale de telle façon à assurer le rejet de perturbation. La structure de commande par retour d'état est définie par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= x_1(k) + (\dot{y}(k) - y(k)) \\ u(k) &= -k.x(k) - k_1 x_1 \end{aligned} \quad \text{II.30}$$

Où K et K_1 sont des paramètres à déterminer. $u(k)$ est la loi de commande. Une nouvelle variable d'état x_1 est introduite. La variable x_1 est déterminée par :

$$\begin{aligned} z x_1(k) &= x_1(k) + (\dot{y}(k) - y(k)) \\ x_1(k) &= \frac{(\dot{y}(k) - y(k))}{z - 1} \end{aligned} \quad \text{II.31}$$

Ce correcteur contient donc un intégrateur représenté par $\frac{1}{z-1}$. Le système en boucle fermée peut être représenté par la Figure suivante.

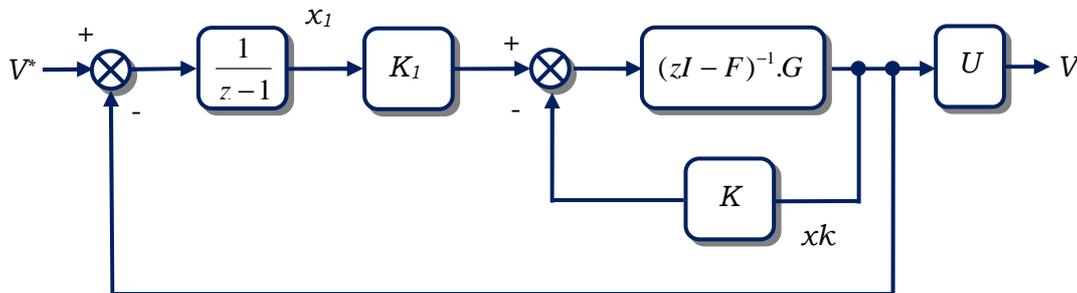


Figure II.15 Système incluant un contrôleur retour d'état avec intégrateur.

Avec un choix approprié par placement de pôle, la commande par retour d'état permet de déterminer les gains K et K_1 et assurer le rejet de perturbation.

II.3.3 Régulateur quasi linéaire

La forme générale du compensateur quasi linéaire est donnée par :

$$G_c(s) = \frac{k \prod_{i=0}^{r-1} (s + z_i)}{\prod_{j=1}^{r-1} (s + a_1 k^j)} \quad \text{II.32}$$

La raison de l'introduction de ce nouveau concept est d'éliminer les limitations de performance imposées au système. Il est possible de suivre les références sous des perturbations importantes et pour des paramètres du système inconnus. La réponse n'est pas oscillatoire pour des gains importants. Le concept du régulateur quasi linéaire s'explique par son adaptation automatique par la stabilité des pôles en boucle fermée. [Kel. 02], [Kel.04].

II.3.4 Régulateur flou

La logique floue est introduite par Zadeh en 1987. Elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif de l'utilisation du régulateur flou est d'atteindre de meilleurs résultats en les comparant aux régulateurs classiques et d'apporter une éventuelle amélioration de la réponse du système (temps de réponse et dépassement).

II.3.4.1 Régulateur flou de type Mamdani

La méthode de Mamdani utilise une approche basée sur les connaissances du domaine pour élaborer les règles d'inférences et le choix des fonctions d'appartenance. Une autre méthode permettant de déduire ces règles se fait à partir des connaissances a priori des résultats obtenus avec des régulateurs linéaires classiques. [Saa. 09]

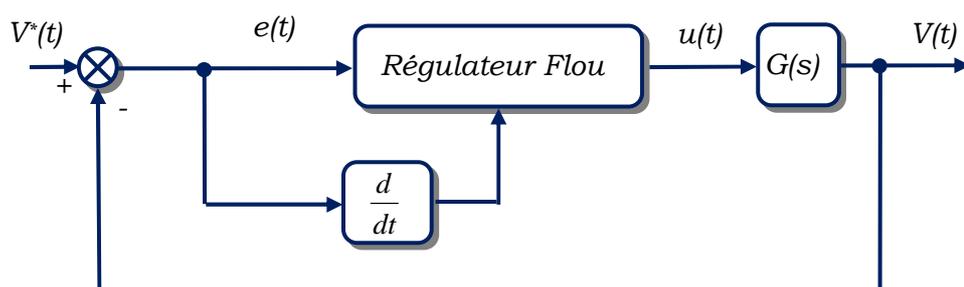


Figure II.16 Régulateur flou de type Mamdani intégré pour le contrôle du système.

Tableau II.1 Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance

Δe \ e	NG	N	Z	P	PG
NG	NG	NG	N	N	Z
N	NG	NG	Z	P	P
Z	N	Z	Z	P	P
P	Z	Z	P	P	PG
PG	Z	Z	P	PG	PG

L'étape de fuzzification consiste à définir des ensembles flous pour les variables d'entrées et de sorties. Pour chacune de ces variables, on doit connaître à priori son intervalle de définition. Le régulateur flou reçoit comme entrée l'erreur et la variation de l'erreur et comme sortie la tension de commande. L'étape d'inférence est l'étape où l'on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de la variation de l'erreur. Ces règles peuvent être déduites par l'expertise de la personne, ou en utilisant des résultats préalablement acquis avec les régulateurs classiques tels que le proportionnel-intégral (PI), le proportionnel-intégral dérivée (PID).

L'étape de défuzzification consiste à obtenir une valeur réelle à partir de la surface obtenue dans l'étape d'inférence. Plusieurs méthodes de défuzzification existent. On peut citer : Centroid, Bisector, Mom, Som, lom.

2.3.4.2 Régulateur flou de type Sugeno

La méthode Takagi-Sugeno-Khan est introduite en 1985. Elle est similaire à celle de Mamdani sur plusieurs aspects.

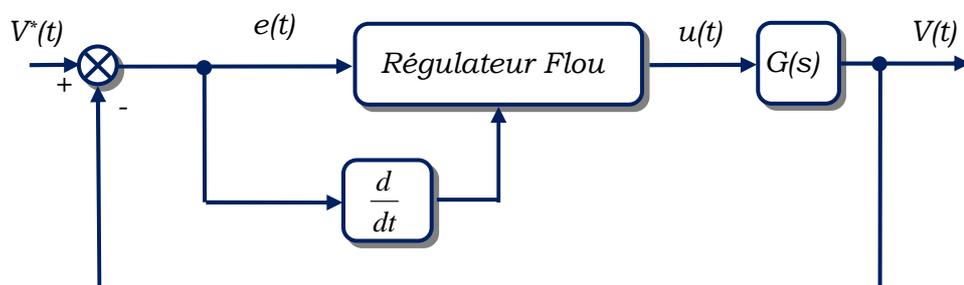


Figure II.17 Régulateur flou de type Sugeno pour le contrôle du système.
Tableau II.2 Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance

Δe \ e	NG	N	Z	P	PG
NG	a ₁₁	a ₁₂	a ₁₃	a ₁₄	a ₁₅
N	a ₂₁	a ₂₂	a ₂₃	a ₂₄	a ₂₅
Z	a ₃₁	a ₃₂	a ₃₃	a ₃₄	a ₃₅
P	a ₄₁	a ₄₂	a ₄₃	a ₄₄	a ₄₅
PG	a ₅₁	a ₅₂	a ₅₃	a ₅₄	a ₅₅

Les deux premières parties (moteur d'inférence et fuzzification) sont exactement les mêmes, la différence principale réside à la sortie du régulateur flou (commande u). Dans la méthode de Sugeno, la sortie est de type linéaire ou de type constant. [Bhe. 06]

II.3.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Inference System)

Le système utilise un apprentissage avec minimisation d'erreur de type hybride (mélange entre back-propagation et les moindres carrés) pour optimiser les paramètres du système flou de 1^{er} ordre (système Sugeno). Le principe d'optimisation consiste à récupérer les données à l'entrée et à la sortie du régulateur flou précédemment déterminé avec la méthode de type Mamdani ou Sugeno. Ensuite ces données seront présentées à l'entrée de l'ANFIS (Adaptative-Neuro-Fuzzy-Inference Systems), ces données sont composées des entrées e et Δe et de la cible (professeur) Y . [Bay. 6]

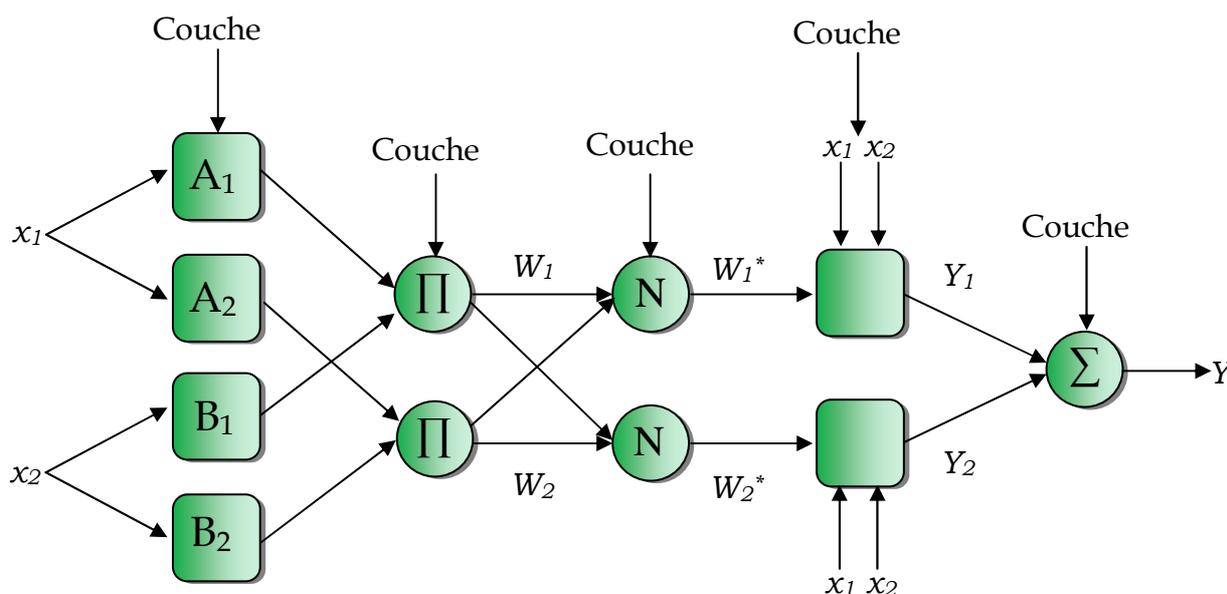


Figure II.18 Structure du régulateur ANFIS.

II.4 État de l'art de principaux algorithmes de commandes

Les performances des filtres actifs ou hybrides dépendent très fortement d'une part de plusieurs facteurs :

- ✓ De l'algorithme de commande utilisé pour identifier les références de courants ou de tensions.
- ✓ Du mode de contrôle utilisé (MLI, hystérésis, hystérésis modulée, ...) pour la génération des ordres de commande des interrupteurs de puissance.

- ✓ Des performances de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif

D'autre part, les performances du filtre actif dépendent également de la technique retenue (analogique ou numérique) lors de la mise en œuvre pratique de la commande. Le filtrage actif exige en effet des performances temps réels élevées lors de l'implantation de la commande, compte tenu des fréquences des harmoniques à générer. Aujourd'hui, les travaux de recherche dans le domaine du contrôle des systèmes électriques s'orientent principalement vers deux technologies numériques lors de l'implantation des commandes : le système de prototypage dSPACE ou la technologie FPGA. Dans la littérature, seules quelques méthodes sont utilisées pour la commande du filtre hybride shunt triphasé. Les lacunes dans l'application des commandes dites avancées (non linéaire, mode de glissement, Lyapunov, ...) sont dues à l'absence des modèles des filtres hybrides triphasés.

II.4.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF)

La Figure II.19 présente le schéma global classique de contrôle du filtre hybride shunt. Pour les deux boucles de contrôle, la méthode synchrone (Synchrone Référence Frame) est utilisée afin d'identifier les références en tension de l'onduleur.

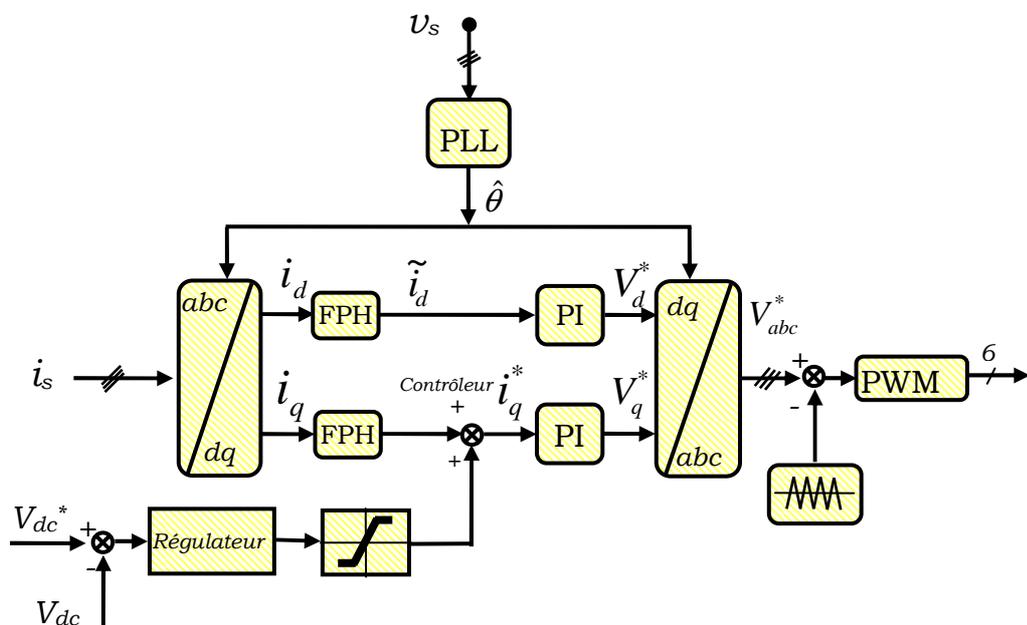


Figure II.19 Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt.

Le principe de cette méthode est basé sur l'utilisation d'une PLL et de la transformation de Concordia afin de déterminer les composantes d'axes d - q des

courants et tensions dans le repère de Park. Ensuite les composantes alternatives ont été extraites à l'aide de deux filtres passe haut du premier ordre pour la boucle de retour, et un filtre passe bande pour extraire la composante de la cinquième harmonique pour la boucle feedforward. [Wir. 07]

II.4.2 Commande non linéaire

La commande non-linéaire repose sur deux étapes principales. La première étape est la détermination de la loi de commande en dérivant autant de fois la sortie du système jusqu'à ce que l'entrée u du système apparaisse. La deuxième étape consiste à appliquer des contrôleurs linéaires au système linéarisé précédemment de façon à imposer des dynamiques bien spécifiques au système en boucle fermée. Le principe de cette technique est décrit par la Figure II.20. [Men. 03], [Bel. 07]

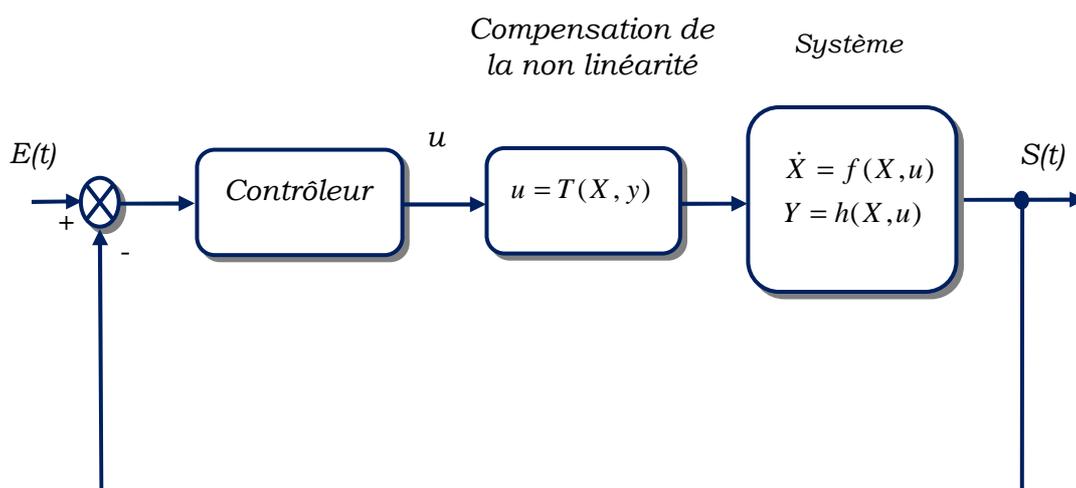


Figure II.20 Commande non linéaire par linéarisation exacte.

II.4.3 Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une technique de commande non linéaire à structure variable, où les dynamiques d'un système sont transformées par l'application d'une loi de commande à base de commutation haute fréquence. Cette commande convient parfaitement pour les filtres actifs dont la configuration varie avec les séquences de fonctionnement. Le fait que le modèle dynamique d'un filtre actif varie dans le temps, rend l'application de la commande par mode de glissement très appropriée. Le concept de mode de glissement est également dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov pour extraire les lois de commande et vérifier la stabilité. Il s'agit de forcer les trajectoires d'états d'un système dynamique vers

une certaine surface, appelée surface de glissement ou surface de commutation. Ce principe est représenté par la Figure ci-dessous dans le cas de la commande du filtre actif commandé par mode de glissement. [Gou. 04], [Mat. 08], [Men. 08], [Men. 09], [Kom. 09]

II.4.4 Commande adaptative directe

Le principe de la commande adaptative directe est représenté par la Figure II.21. Les paramètres des contrôleurs sont directement mis à jour par une loi d'adaptation, déterminée de façon à avoir la dérivée de l'énergie asymptotiquement stable. Les dynamiques du système commandé doivent suivre un modèle de référence d'où son nom 'commande adaptative avec modèle de référence.

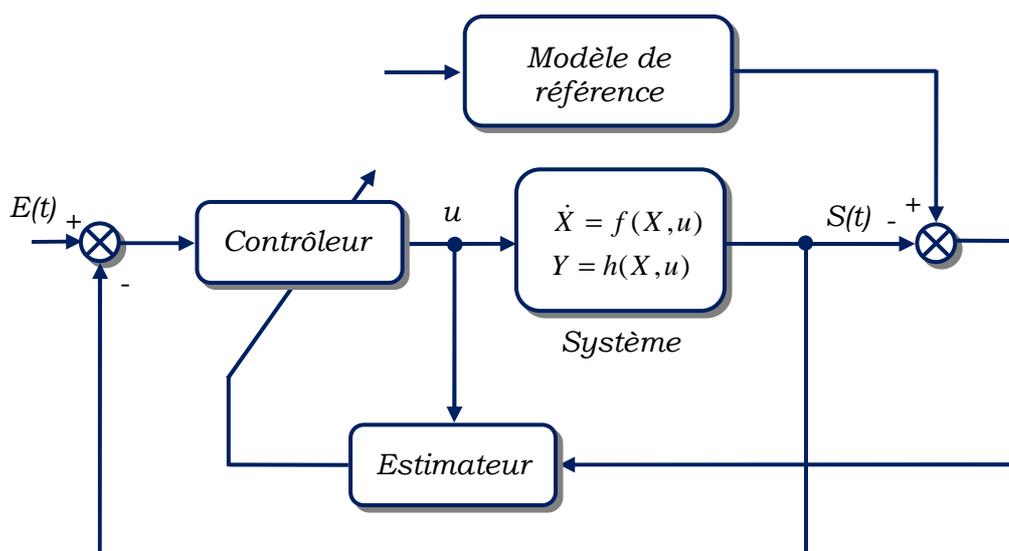


Figure II.21 Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.

II.4.5 Commande adaptative indirecte

La commande adaptative indirecte est représentée à la Figure II.22, les paramètres du contrôleur sont estimés à partir des paramètres du système. Cette estimation utilise un algorithme des moindres carrés ou d'autres variantes. [Yac. 6].

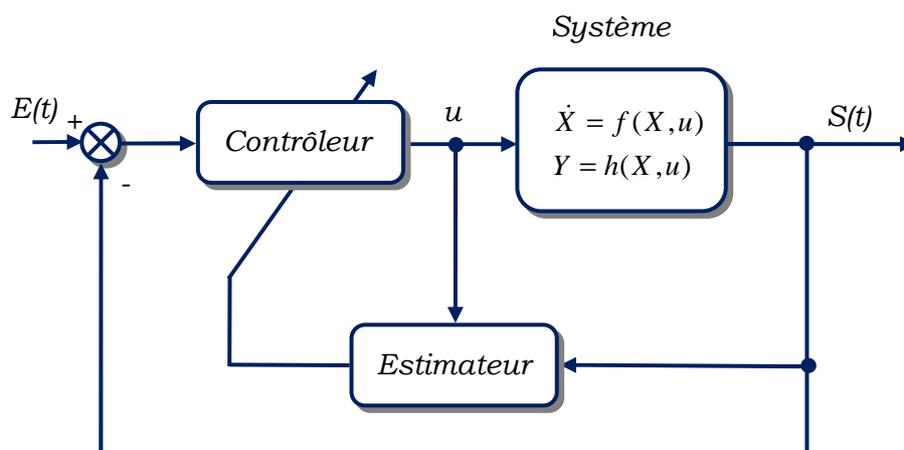


Figure II.22 Commande non linéaire adaptative indirecte

II.4.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov

La philosophie de la méthode réside dans l'extension mathématique d'une observation fondamentale de la physique. Si l'énergie totale d'un système est dissipée de manière continue, alors le système, (qu'il soit linéaire ou non linéaire) devra rejoindre finalement un point d'équilibre. On pourra donc conclure à la stabilité d'un système par l'examen de l'énergie totale. La méthode directe de Lyapunov est fondée sur l'extension de ces concepts.

La procédure de base est de générer une fonction d'énergie pour le système dynamique et d'en examiner la dérivée temporelle. On peut ainsi conclure à la stabilité du système sans avoir recours à la solution explicite des équations différentielles non linéaires. [Kom. 07]. [Rah 12].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons d'abord dressé l'état de l'art des différents types de commande en courant du filtre actif de puissance utilisés dans le but de résoudre les problèmes liés à pollution harmonique due essentiellement à la présence croissante des charges non linéaires dans les réseaux électriques. Ensuite, nous avons exposé un tour d'horizon des différentes techniques d'extraction des références harmoniques pour la compensation, dont certains font appel aux notions des puissances. Par la suite, nous avons exposé l'état de l'art des principaux régulateurs utilisés dans les boucles de courant et de tension du filtre actif. Enfin, nous avons clôturé ce chapitre par une présentation globale des

principaux algorithmes pour la modulation des consignes utilisées dans le filtrage actif de puissance.

Chapitre 3

Filtre Actif Parallèle Pur (FAPP)

Sommaire

Introduction.....	77
III-1 Structure générale du Filtre Actif de Puissance Pur à structure tension (FAPP).....	78
III-1-1 Topologie générale.....	78
III.1.2 Partie puissance.....	79
III.1.2.1 Filtre de découplage.....	84
III.1.2.2 Système de stockage d'énergie.....	85
III.1.3 Partie commande-régulation.....	86
III.2 Commande en courant à base d'un régulateur à hystérésis.....	87
III.2.1 Le régulateur à hystérésis.....	89
III-2.2 Résultats de simulation.....	90
III.2.2.1 Avant connexion du FAPP au réseau électrique.....	92
III.2.2.2 Mise en service du FAPP.....	93
III.2.2.3 comportement du FAPP en régime dynamique.....	96
III.2.3 Description de la plateforme expérimentale pour le FAPP et FAPH.....	98
III.2.3.1 Structure générale	99
III.2.3.1.1 Structure de puissance	99
III.2.3.1.2 Instrumentation.....	103
III.2.3.1.3 Mesure des courants	103
III.2.3.1.4 Mesure des tensions.....	104
III.2.3.2 Structure de commande.....	104
III.2.3.2.1 Système de commande numérique (<i>dSPACE</i>).....	104
III.2.3.2.2 Système de commande Hybride	109
III.2.3.2.3 Système de génération des compléments et des temps morts de la commande.....	112
III.2.3.2.4 Le Driver <i>SKHI 22</i>	113
III.2.4 Résultats expérimentaux	114
III.2.4.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPP.....	115
III.2.4.2 Comportement du FAPP en régime permanent.....	117
III.2.4.3 Comportement du FAPP en régime dynamique.....	118
III.3- Commande par la méthode des puissances instantanées (p-q).....	123
III.3.1- Principe.....	124
III.3.2- Boucle de régulation du courant du FAPP.....	126
III.3.3- Boucle de régulation du bus continu.....	128
III.3.4- La PLL classique.....	129
III-3.5 Résultats de simulation.....	131
III.3.5.1 Avant connexion du FAPP au réseau électrique.....	131
III.3.5.2 Mise en service du FAPP	132
III.3.5.3 comportement du FAPP en régime dynamique	135
III.3.6 Résultats expérimentaux relatifs à la commande p-q.....	137
III.3.6.1 Avant la mise en service du FAPP.....	137
III.3.6.2 Comportement du FAPP en régime permanent.....	139

III.3.6.3 Comportement du FAPP en régime dynamique.....	141
III.4 Conclusion.....	146

INTRODUCTION

Le filtrage actif parallèle (ou shunt) pur (FAPP), fait l'objet de nombreux travaux de recherche, depuis quelques années, afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques (§ I.5.1). La figure III.1 rappelle la structure générale d'un filtre actif parallèle.

L'idée des FAPP est basée sur le principe d'injection des courants harmoniques dans le réseau, ayant la même amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par une charge non-linéaire.

Généralement, les composantes harmoniques dans les courants de la charge non-linéaire sont extraites pour être utilisées comme références des courants du filtre actif, et la tension côté continu du filtre actif est mesurée pour être régulée dans une boucle de retour. Cette boucle de régulation impose un faible courant à la fréquence fondamentale en phase avec les tensions au point de raccordement pour compenser les pertes dans les éléments du filtre actif. En plus, grâce au progrès rapide dans la technologie des interrupteurs de puissance comme les IGBT et les GTO, les filtres actifs shunts sont devenus une solution efficace dans la compensation des harmoniques des charges non-linéaires de faible et moyenne puissances. L'installation d'un filtre actif shunt représente un bon choix du point de vue technique et économique, dans les conditions suivantes :

- ✓ La charge non-linéaire est de faible ou moyenne puissance et est du type source de courants ou de tensions harmoniques.
- ✓ Le facteur de déplacement est variable avec le point de fonctionnement de la charge et il s'aggrave à faible charge.
- ✓ Il existe une possibilité d'extension pouvant exiger l'ajout d'autres modules en parallèle. Les FAPP peuvent être montés en parallèle sans risque d'interaction entre eux ou avec la source.

D'autre part, le FAPP peut être modélisé en se basant sur la transformation matricielle des équations différentielles, et différentes stratégies de commande de nature non-linéaire sont élaborées et appliquées dans la commande du filtre. Nous rappelons à cet effet, que ce filtre comporte deux parties, en l'occurrence : la partie puissance et la partie commande [Ala 02]. La première partie comporte un onduleur, un filtre de découplage et une source de stockage d'énergie. Ces deux derniers éléments déterminent la nature du filtre actif (structure tension ou courant), suivant qu'il est réalisé à l'aide d'un onduleur de tension ou de courant.

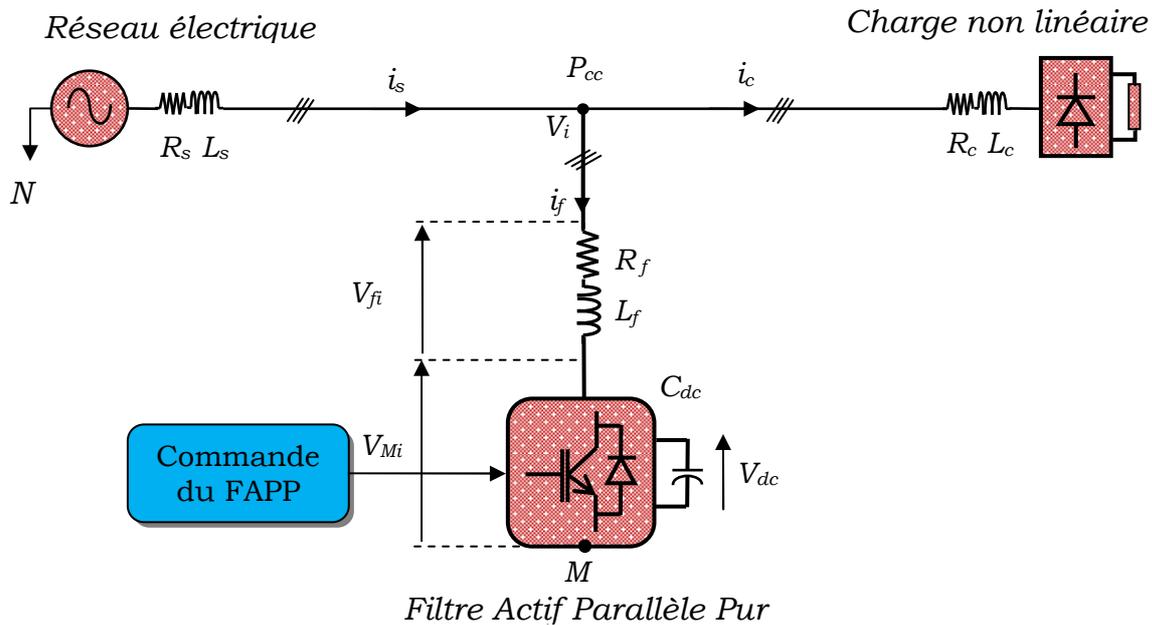


Fig. III.1. Topologie d'un filtre actif parallèle pur (FAPP).

Nous pouvons donc avoir deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant (Voir § I.5.1). Dans cette étude, théorique et expérimentale, nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle pur (FAPP) à structure tension.

Pour conclure ce chapitre, les résultats de simulation et d'expérimentation que nous avons obtenus seront présentés et commentés.

III.1 STRUCTURE GENERALE DU FILTRE ACTIF PARALLÈLE PUR À STRUCTURE TENSION

III-1.1 Topologie générale

La Fig. III.2 donne la structure générale du *filtre actif parallèle Pure*, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : la *partie puissance* et la *partie contrôle-commande*. La partie puissance est constituée :

- d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle,
- d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
- d'un filtre de sortie.

La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :

- de la méthode d'identification des courants perturbés,

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

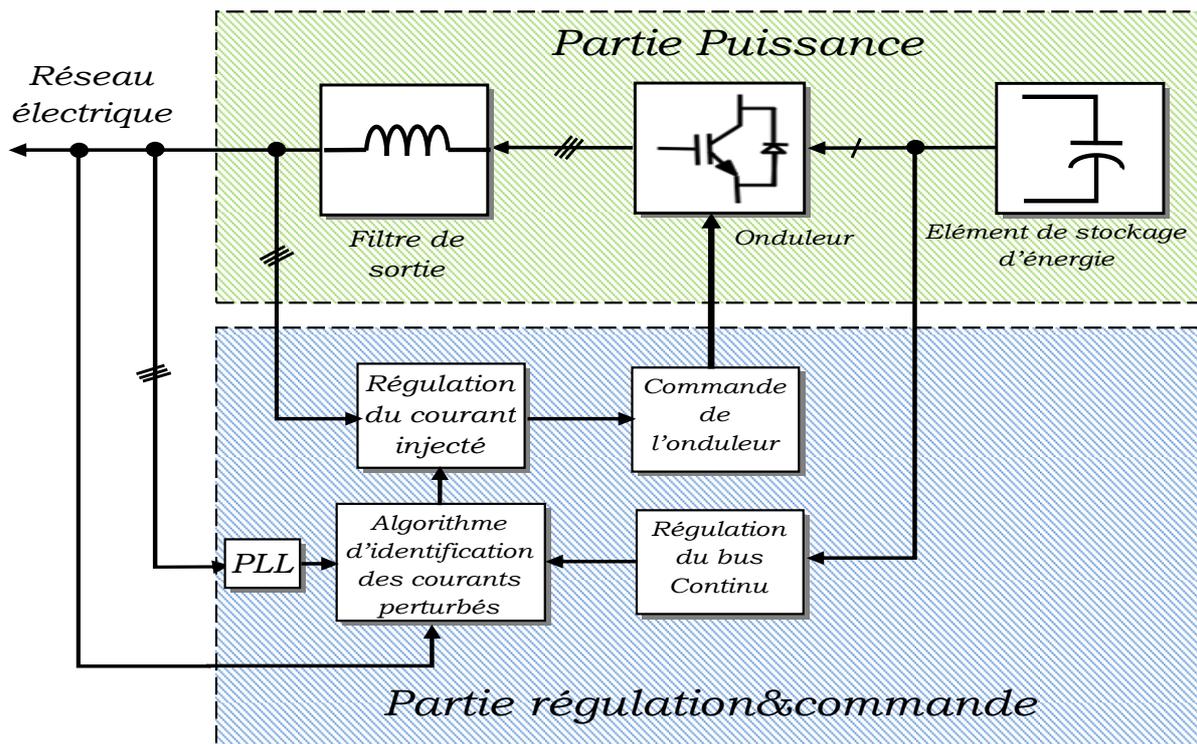


Fig.III.2 Structure générale du FAP pur à structure tension

III.1.2 Partie puissance

La figure III.1 présente le filtre actif à base d'un onduleur à structure tension connecté en parallèle sur le réseau via un filtre de découplage (ou de sortie) qui est un filtre passif généralement du premier ordre (L_f , R_f). La capacité C_{dc} se comporte comme une source de tension continue. La tension V_{dc} aux bornes du condensateur doit être positive et maintenue constante par la commande. Ses fluctuations doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif.

L'onduleur triphasé est composé de trois bras à interrupteurs réversibles en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et

à la fermeture (de type GTO ou dans la plus part des cas IGBT) montés en antiparallèle avec une diode. Pour cette structure de filtre actif parallèle, les contraintes suivantes doivent être respectées:

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter de court-circuiter la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la nécessité de mise en ouvre des diodes en antiparallèle au niveau de chaque interrupteur.

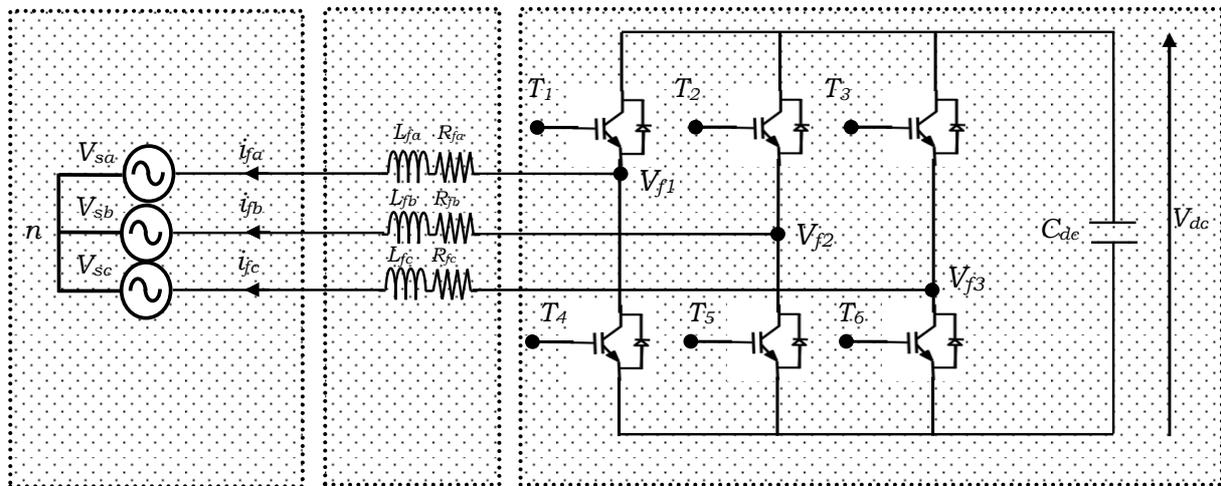


Fig. III.3. Onduleur de tension triphasé à structure tension.

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre.

Le mode où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe en réalité que durant les commutations. Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé *temps mort*, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre [Wan 92]. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure. III.3 dépendent de l'état des trois signaux de commande (S1, S2, S3), définis ci-dessous :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{T1 fermé et T4 ouvert} \\ 0 & \text{T1 ouvert et T4 fermé} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{T2 fermé et T5 ouvert} \\ 0 & \text{T2 ouvert et T5 fermé} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{T3 fermé et T6 ouvert} \\ 0 & \text{T3 ouvert et T6 fermé} \end{cases}$$

Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables S_1 , S_2 et S_3 , on pourra examiner huit configurations possible de l'onduleur de, comme c'est récapitulé dans la figure III.3 Chaque configuration est déterminée par l'état des interrupteurs du commutateur du haut, et ceux du commutateur du bas étant à l'état opposé par principe de complémentarité.

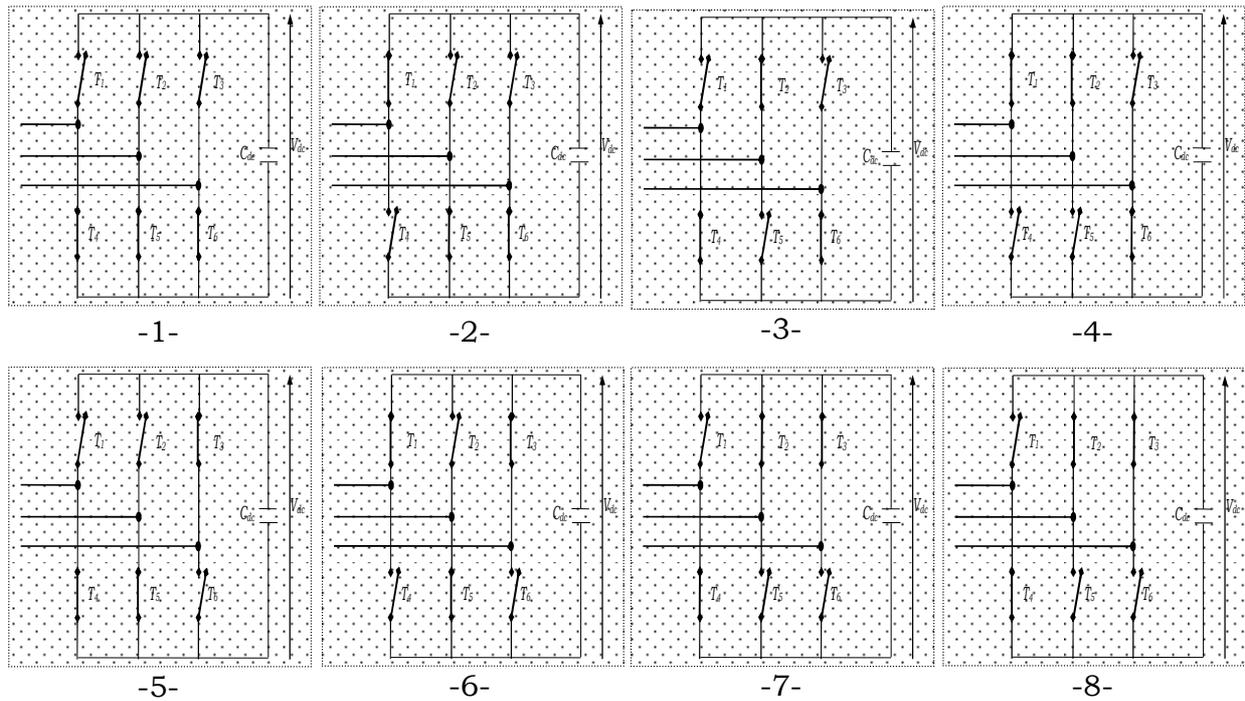


Fig.III.4 Les huit configurations de l'onduleur de tension

On peut désigner ainsi une combinaison binaire sachant que l'état 1 correspond à un interrupteur *fermé* et l'état 0 à un interrupteur *ouvert*, par exemple : la combinaison 010 correspond à la configuration 3 de la figure III.3.

Tableau III.1 Tensions générées par l'onduleur.

N° du Cas	S_3	S_2	S_1	V_{f3}	V_{f2}	V_{f1}
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0

Par conséquent, on peut exprimer huit cas possible de tensions de sortie du filtre actif V_{fi} ($i=1,2$ ou 3) référencées par rapport au point neutre de la source, comme c'est indiqué dans le tableau III.1.

Si l'on considère la deuxième configuration de l'onduleur (Figure.III.4) correspondant à la combinaison 100, nous pouvons déduire que les tensions composées à sa sortie représentées par un vecteur-tension $\vec{V}(100)$ comme c'est indiqué sur la figure III.5

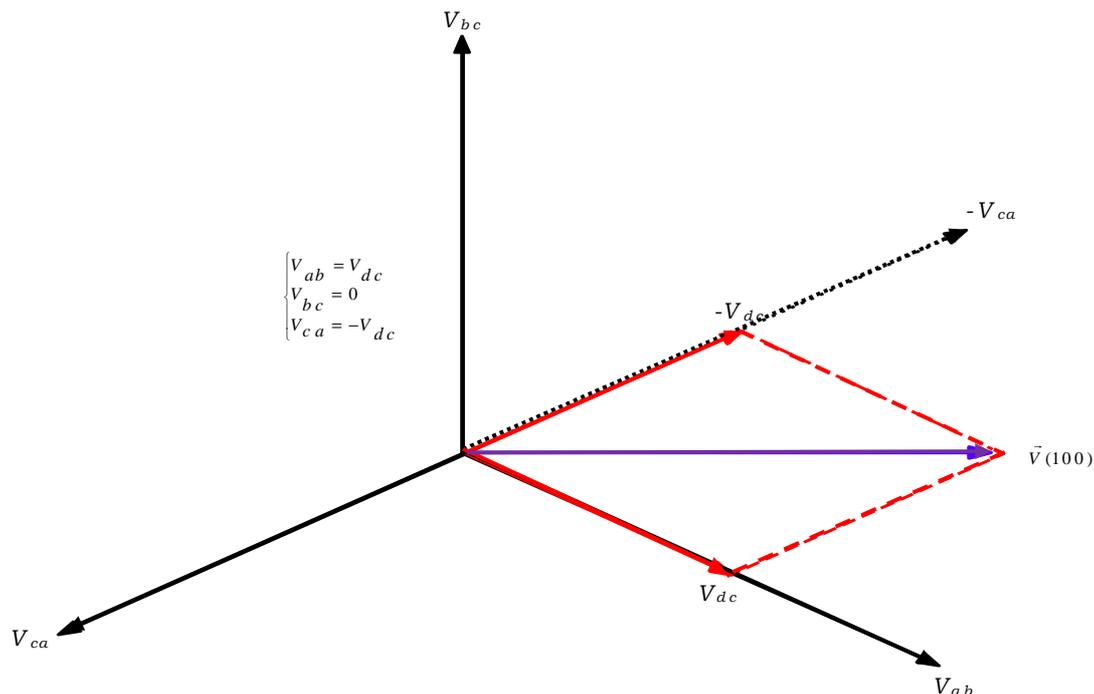


Figure. III.5 Représentation vectorielle de la tension pour la configuration (2)

Il est à noter que les deux configurations de l'onduleur de tension représentées par la figure III.4 (-1-) et (-8-), ont la même représentation vectorielle comme c'est mentionné sur la figure III.6.

Ainsi, la représentation des huit configurations dans un repère triphasé (abc) conduit à un hexagone centré (Figure III.7), formé par six (06) vecteurs non nuls appelés '*vecteurs actifs*' (ou *active vectors* en anglais) et deux (02) vecteurs nuls appelés '*vecteurs nuls*' (ou *zero vectors*). [Cha. 10], Où V_{ref} représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la Figure. III.7 [Ala 02],[Aka 90], [XU 94].

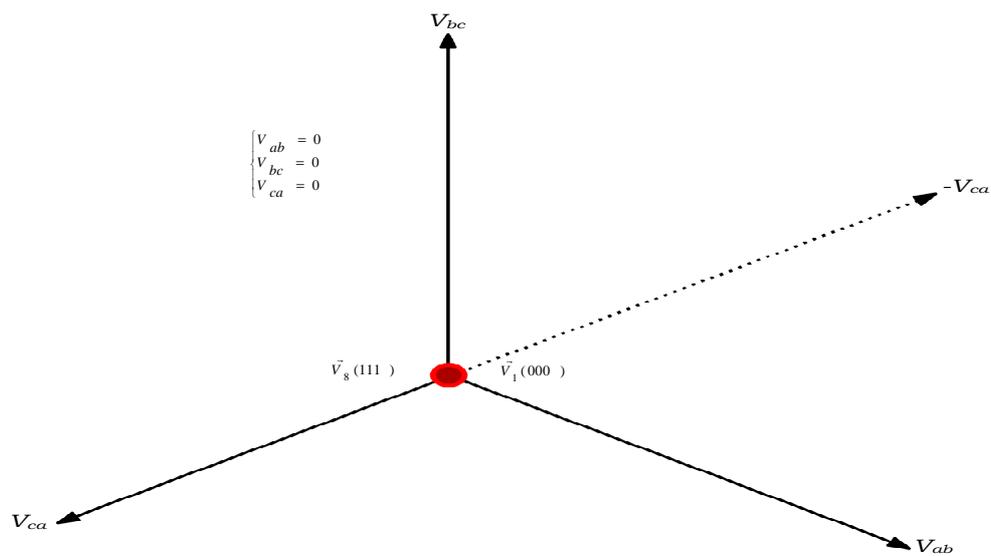


Figure. III.6 Représentation vectorielle des tensions pour les configurations (1) et (8)

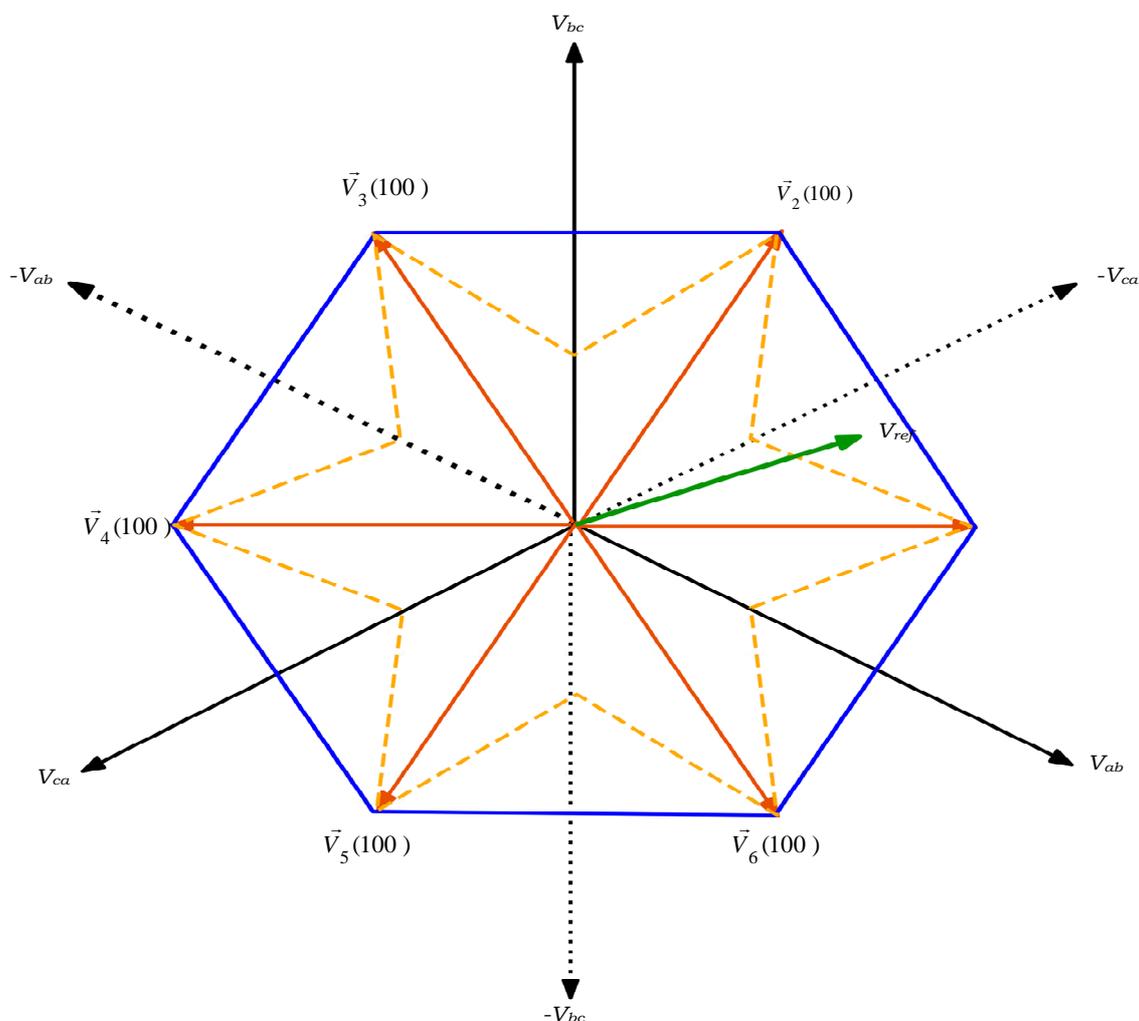


Figure.III.7. Représentation vectorielle dans un repère triphasé des tensions générées par l'onduleur.

Néanmoins, afin de simplifier la commande il est préférable de passer du repère triphasé (a, b, c) vers un repère biphasé (α, β) comme c'est illustré par la figure III.8.

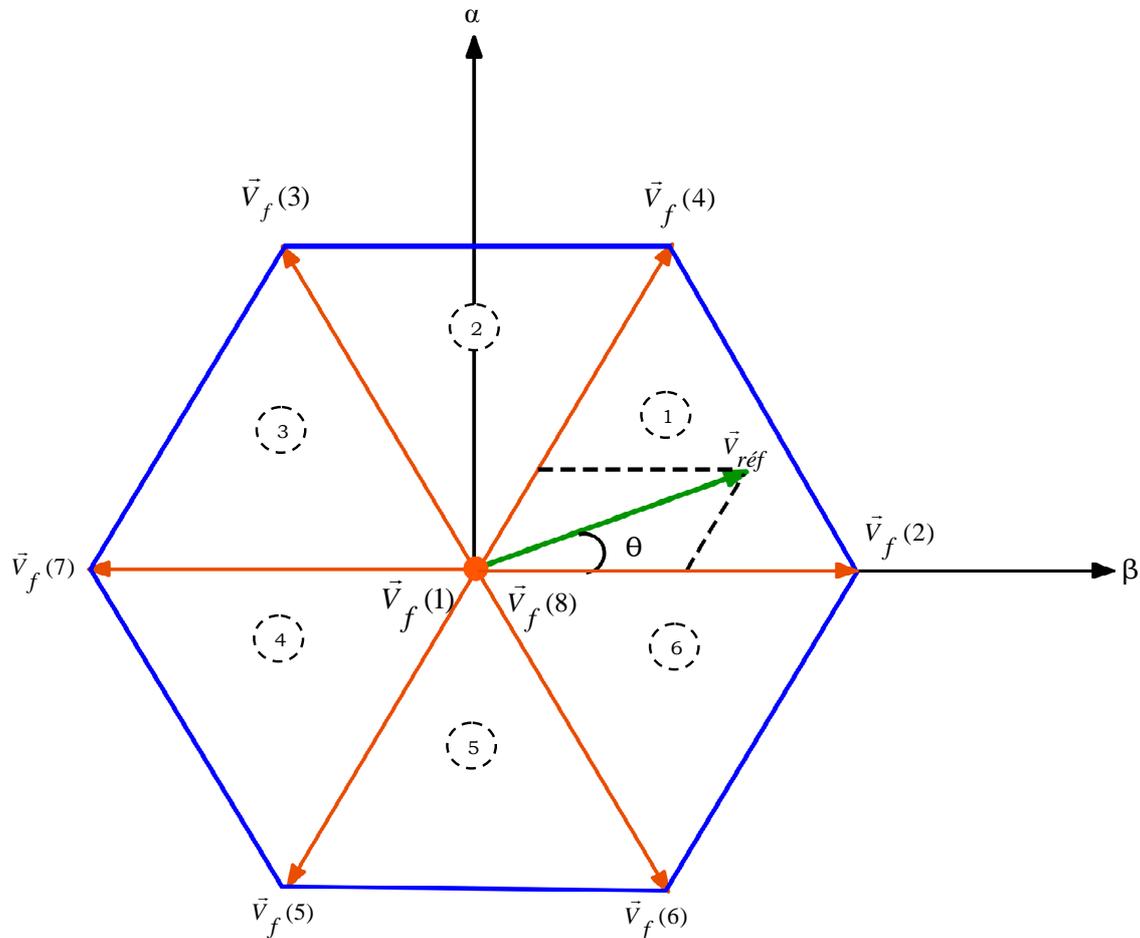


Figure III.8. Représentation vectorielle dans un repère biphasé (α, β) des tensions générées par l'onduleur.

III.1.2.1 Filtre de découplage

Le filtre de découplage (ou de sortie) est un filtre passif, généralement du premier ordre, dont le but est de permettre la connexion de l'onduleur de tension au réseau électrique qui est très souvent considéré comme une source de courant qui génère des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. Ce filtre est un filtre qui limite certes la dynamique du courant mais réduit en même temps la propagation sur le réseau électrique des composantes dues aux commutations.

Dans ce travail, nous avons utilisé un filtre entre l'onduleur et le réseau électrique qui se compose d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la figure III.1.

IL est à noter, toutefois, que des filtres de découplage du troisième ordre, de type L-C-L, pourraient également être utilisés. Dans ce chapitre concernant le filtre actif parallèle pur, nous emploierons ce filtre du premier ordre.

D'autres études, y compris dans notre laboratoire, ont déjà été consacrées à ce type de filtre de découplage [Cha. 10].

III.1.2.2 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} , comme le montre la Fig. III.1. 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. 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 limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du *filtre actif parallèle pur (FAPP)*. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Pour cette raison, nous pouvons estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage. [Ala. 02]

Afin de déterminer la valeur du condensateur de stockage d'énergie C_{dc} , plusieurs méthodes ont été développées dans la littérature comme nous l'avons vu dans le chapitre II. Néanmoins, nous reproduirons dans ce qui suit deux de ces méthodes :

- La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz) [Xu 94]. En choisissant un taux d'ondulation acceptable (ϵ), généralement de l'ordre de 5% de la tension V_{dc} du bus continu, nous pouvons calculer la capacité C_{dc} à partir de la relation suivante :

$$C_{dc} = \frac{V_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2 \cdot I_5 \cdot I_7 \cdot \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2 \cdot \omega \cdot \epsilon \cdot V_{dc}^2} \quad (\text{III.1})$$

avec V_s la tension simple du réseau, I_h le courant harmonique du rang h et α l'angle d'allumage des thyristors du pont Graetz.

Puisque l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la commandabilité du filtre actif (Cf. Tab. III.1 et Fig. III.7) et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension V_{dc} du bus continue doit être choisie comme la plus grande tension respectant les contraintes des interrupteurs.

▪ La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible. La capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [Ala. 02]

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\omega_h \cdot \varepsilon \cdot V_{dc}} \quad (\text{III.2})$$

avec ω_h , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

III.1.3 Partie commande-régulation

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées:

- ✓ *identification à partir de la détection du courant de la charge polluante,*
- ✓ *identification à partir de la détection du courant de la source,*
- ✓ *identification à partir de la détection de la tension de la source.*

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche : (§ II.1).

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

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

Récemment, des nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser à la fois tous les courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge.

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

Les méthodes de détection des courants de la source d'alimentation et de la charge sont discutées ci-après, car elles sont plus utilisées que la méthode de détection de tension.

Finalement, dans ce chapitre, deux stratégies de commande, dans le domaine temporelle, vont être étudiées à savoir :

- ✓ *Commande en courant en utilisant un régulateur à hystérésis.*
- ✓ *Commande en puissance en utilisant la méthode des puissances active et réactives instantanées (commande p-q).*

III.2 Commande en courant à base d'un régulateur à hystérésis. [Sar 09]

En se basant sur les critères de simplicité d'implantation et de robustesse, cette commande classique est la plus simple, mais elle possède plusieurs avantages tels que :

- Temps de réponse assez rapide,
- Robustesse vis à vis aux variations des paramètres du système.
- Très simple à implémenter.

Néanmoins, cette commande présente quelques inconvénients parmi lesquels, nous pouvons citer :

- Fréquence de commutation variable.
- Utilisation arbitraire du vecteur zero.
- Variations des courants pouvant aller jusqu'au double de la bande d'hystérésis (HB). La figure III.9 présente le principe de cette commande.

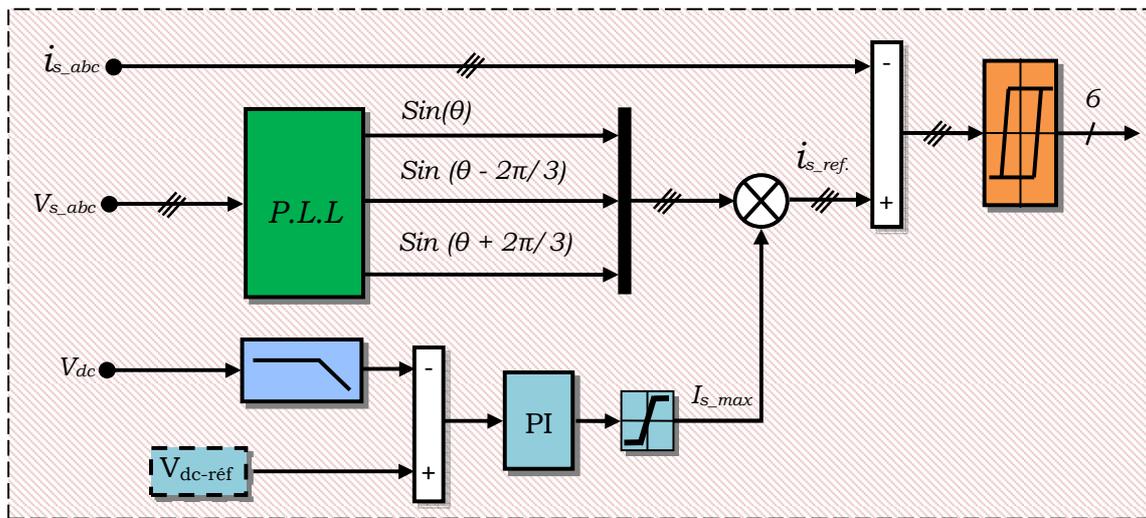


Figure.III.9 Schéma de principe de la commande à base d'un régulateur à hystérésis

A l'équilibre, la source de tension fournit la puissance active demandée par la charge, et le condensateur fournit la puissance réactive. La circulation de la puissance réactive entre le condensateur (compensateur) et la source provoque une légère fluctuation de la tension aux bornes du condensateur. Chaque variation de la charge a un effet sur la tension du condensateur. Si la puissance demandée par la charge augmente brusquement, la source est incapable de fournir cet excès de puissance, et dans ce cas, le condensateur doit délivrer cet excès de puissance et par conséquent, la valeur moyenne de la tension du condensateur s'écarte de V_{dc-ref} . L'augmentation de l'amplitude du courant de source va augmenter la tension aux bornes du condensateur et d'autre part, si la tension du condensateur devient supérieure à la tension de référence, l'amplitude du courant de source doit être diminuée. Donc la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur est liée directement à l'amplitude du courant de source. Alors, l'amplitude du courant de source peut être déterminée par la manipulation de l'information acquise de la circulation de puissance entre la source, la charge, et le condensateur, qui peut être estimée de la boucle de régulation de la tension aux bornes du condensateur.

Cette amplitude est multipliée par des signaux sinusoïdaux d'amplitude égale à l'unité $\sin(\omega t)$, $\sin(\omega t - 120^\circ)$ et $\sin(\omega t - 240^\circ)$ et en phase avec la tension de source, afin de trouver le courant de référence instantané i_{s-ref} ; ce courant est comparé avec le courant de source réel i_s , l'erreur est envoyée à un régulateur par hystérésis qui génère les signaux (six impulsions) aux gâchettes des interrupteurs de l'onduleur, pour délivrer le courant de compensation i_f (Figure.III.9 et Figure.III.10) [Jai 02].

Avec ce type de commande, il s'agit de mesurer en temps réel les courants et les tensions triphasés du réseau respectivement i_{s_abc} et V_{s_abc} ainsi que la tension du bus continue V_{dc} . Les trois tensions V_{s_abc} mesurées, généralement perturbées, sont appliquées à l'entrée d'une PLL afin d'obtenir des tensions parfaitement sinusoïdales et unitaires $\sin(\omega t)$, $\sin(\omega t - 120^\circ)$ et $\sin(\omega t + 120^\circ)$. Ces dernières sont multipliées par la valeur I_{s_max} issue de l'étage de régulation du bus continu, qui consiste à détecter la tension V_{dc} et de la comparer à une tension de référence $V_{dc_réf}$, le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à un régulateur de PI, pour obtenir l'amplitude du courant de référence source I_{s_max} . Nous verrons tout au long de ce chapitre que l'on pourra améliorer nos résultats de simulation et expérimentaux en apportant d'autres techniques à cet étage.

Les trois signaux résultants de la multiplication des trois sinusoïdes par I_{s_max} représentent les trois courants de références $i_{s_ref_a}$, $i_{s_ref_b}$ et $i_{s_ref_c}$ qui seront à leurs tours comparés, à travers un comparateur à hystérésis à bande fixe, aux courants du réseau mesurés respectivement i_{s_a} , i_{s_b} et i_{s_c} et ce, dans le but de générer les six (06) signaux de commande de l'onduleur de tension pour qu'il puisse injecter en temps réel les courants de compensations i_{f_abc} dans le réseau électrique. [Jai 03].

III-2.1 Le régulateur à hystérésis

Le régulateur à hystérésis est appliqué avec succès dans différentes applications de commande. Le principe de la commande consiste à forcer la tension ou le courant de sortie à suivre une sinusoïdale de référence dans une bande fixée par l'élément à hystérésis. Les limites de la bande de commutation peuvent être de type fixe :

$$i_{\max} = I_m \sin(\omega t) + \Delta i \quad \text{III.3}$$

$$i_{\min} = I_m \sin(\omega t) - \Delta i \quad \text{III.4}$$

ou à bande sinusoïdal :

$$i_{\max} = (I_m + \Delta i) \sin(\omega t) \quad \text{III.5}$$

$$i_{\min} = (I_m - \Delta i) \sin(\omega t) \quad \text{III.6}$$

Le courant de sortie à commander est appliqué à un élément à hystérésis et comparé au signal de référence à chaque instant pour générer le signal de commutation comme suit :

Si $|i_s| > |i_{\max}|$ L'interrupteur haut du bras est fermé et celui du bas ouvert.

$|i_s| < |i_{\min}|$ L'interrupteur haut du bras est ouvert et celui du bas fermé.

$|i_{min}| < |i_s| < |i_{max}|$ Pas de changement.

Le principal inconvénient de la commande par hystérésis est l'incertitude de détermination de la fréquence de commutation.

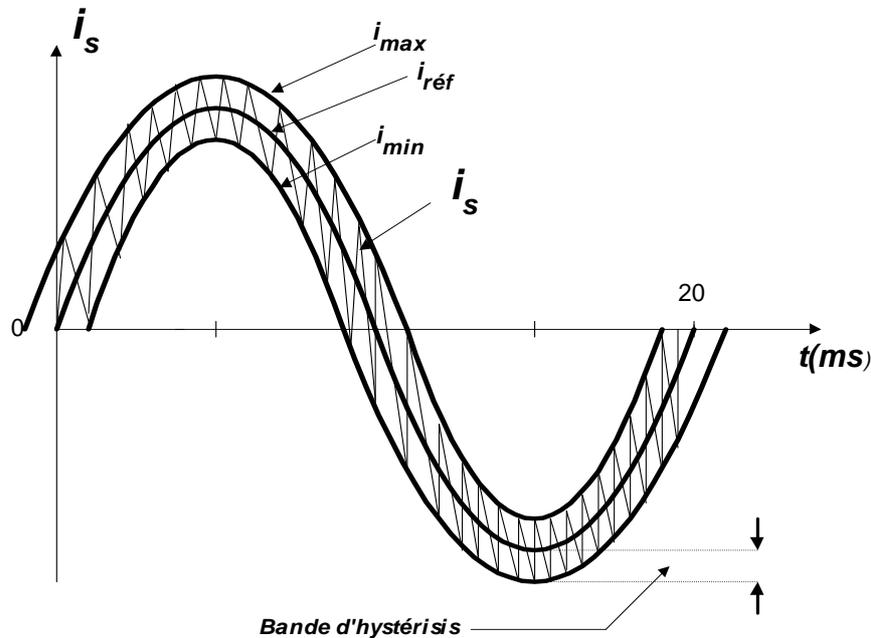


Figure III.10. Commande par hystérésis à bande fixe

III-2.2 Résultats de simulation

La modélisation et la simulation d'un système physique sont une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. Dans les langages évolués cette tâche est réalisée par l'élaboration de programmes informatiques spécifiques qui décrivent le comportement du système aussi bien à l'état dynamique (régime transitoire) qu'à l'état statique (régime permanent). Cette opération devient plus complexe dès qu'il s'agit des systèmes physiques d'ordre élevé, ou ayant des non linéarités.

La dernière décennie a été surtout marquée par le développement de nombreux logiciels appelés *solvers*, pour l'aide à la modélisation et la simulation numérique des systèmes dynamiques, parmi ces logiciels on trouve :

- ✓ *CSMPTM* (Continous System Modeling Program), développé par IBM, il est destiné à modéliser et à simuler les systèmes dynamiques continus.
- ✓ Matlab /Simulink[©], développé par Math Works, ce logiciel est destiné à la modélisation et à la simulation des systèmes continus et discrets.

Compte tenu des possibilités offertes en matière de modélisation et de simulation pour des systèmes mixtes (continus et discret) et la simplicité d'implantation des modèles (linéaires et non linéaires) grâce à son interface graphique, ainsi que la possibilité d'échange de données entre Simulink et l'espace de travail Matlab, dans lequel le système modélisé sous Simulink peut recevoir des données de l'espace de travail ou y envoyer des données de sortie.

Tableau III.2 Paramètres de simulations du FAPP

Partie du système	Désignations	Valeurs
Réseau électrique	<ul style="list-style-type: none"> - Tension efficace - Fréquence - Impédance interne 	<ul style="list-style-type: none"> - $V_s = 50 \text{ V}$ - $f = 50 \text{ Hz}$ - $R_s = 0.1\Omega$ - $L_s = 0.5 \text{ mH}$
Charge non linéaire	<ul style="list-style-type: none"> - Pont Redresseur triphasé (PD3) débitant sur une: <ul style="list-style-type: none"> • charge inductive (R_D en série avec L_D) • charge capacitive (R_D en parallèle avec C_D) - Impédance de filtrage à l'entrée du pont (PD3). 	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{D1} = 30\Omega$ - $R_{D2} = 16.15\Omega$ - $L_D = 1 \text{ mH}$ - $R_{D1} = 30\Omega$ - $R_{D2} = 16.15\Omega$ - $C_D = 470 \mu\text{F}$ - $R_C = 0.01 \Omega$ - $L_C = 0.566 \mu\text{H}$
FAP Pur	<ul style="list-style-type: none"> - Condensateur de stockage - Filtre de couplage - Tension de référence 	<ul style="list-style-type: none"> - $C_{DC} = 1100 \mu\text{F}$ - $R_F = 0.01 \Omega$ - $L_F = 1 \text{ mH}$ - $C_{F=}$ - $V_{dc_ref} = 142 \text{ V}$
Paramètres de simulations	<ul style="list-style-type: none"> - Temps d'échantillonnage - Type de pas - Méthode de résolution - Bande d'hystérésis 	<ul style="list-style-type: none"> - $T_e = 1\mu\text{s}$ - Pas fixe - Algorithme : Euler (Ode1) - $HB = 0.2 \text{ A}$

Les études en simulation présentées dans ce travail ont été menées par Matlab /Simulink[®] qui possède une bibliothèque de modèles déjà prédéfinis, qui peuvent être facilement modifiés et introduits dans de nouveaux modèles à analyser.

Ainsi, la simulation du système global (réseau électrique, charge non linéaire, FAPP) est réalisée sous environnement Matlab /Simulink[®]. Différentes formes d'onde ont été simulées tel que les courants de compensation, de charge, et de source ainsi que la tension aux bornes du dus continu, une analyse spectrale de ces signaux a été conduite. Dans le but d'obtenir une analyse objective et concrète des résultats de simulation et de se rapprocher du comportement du système physique (banc d'expérimentation réalisé à cet effet au niveau du laboratoire LIAS (ex-LAII) de l'université de Poitiers), toute la *partie puissance* à été développée en exploitant les outils de Simulink, entre autre SimPowerSystems, en utilisant les mêmes paramètres des composants physiques. Tous ces paramètres de simulation sont récapitulés dans le tableau III.2.

III.2.2.1 Avant connexion du FAPP au réseau électrique:

Dans un premier temps et afin de confirmer les effets dus à la connexion d'une charge non linéaire à un réseau électrique, nous considérons le montage de la figure III-12 où :

- Le réseau électrique est représenté par une source de tension triphasée parfaitement sinusoïdale d'amplitude V_s , de fréquence f , d'impédance interne (R_s , L_s).
- La charge non linéaire, génératrice des courants harmoniques et consommant de la puissance réactive, est modélisée par un pont redresseur triphasé PD3 débitant sur une charge inductive d'impédance (R_{D1} , L_D)

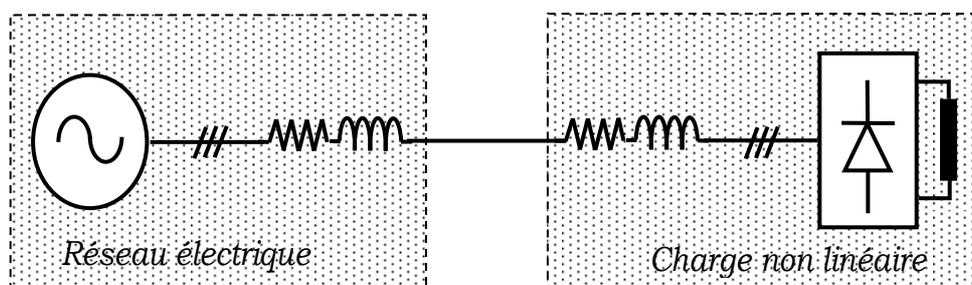


Figure. III-11 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non

linéaire

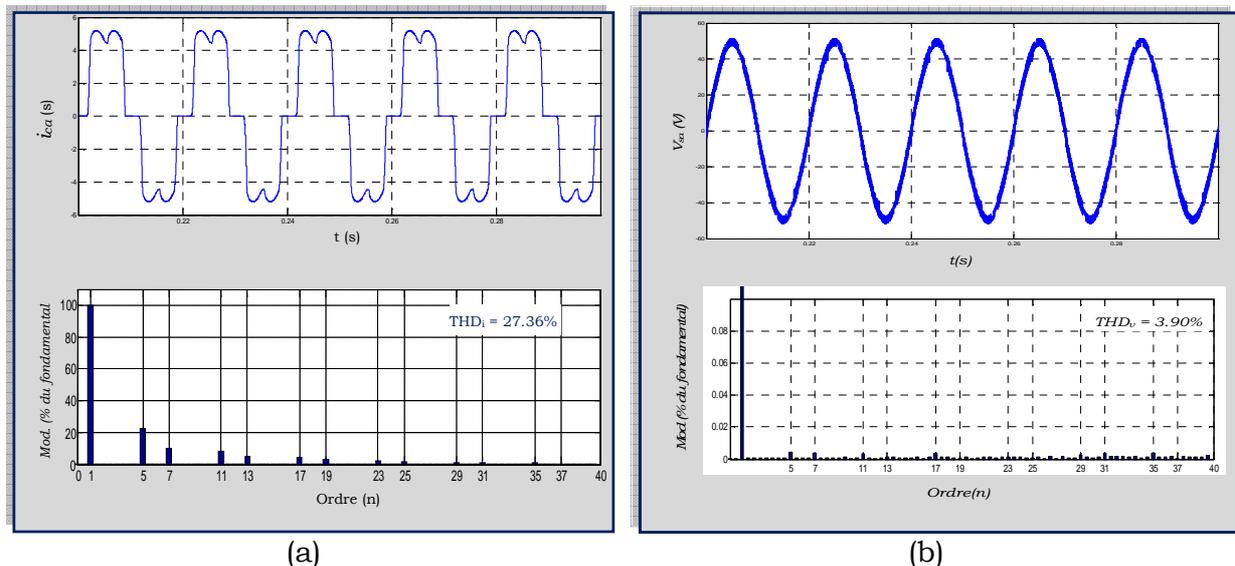


Figure. III.12 Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre

La figure III.12 présente la forme d'onde du courant du réseau avec son spectre fréquentiel (a) ainsi que celui de la tension du réseau en (b), avant la mise en service du FAPP. D'après ces résultats, nous constatons que le courant du réseau i_s est loin d'être sinusoïdal, car il est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 27.36%. Il en est identique au courant de charge i_c , bien que la tension V_s qui l'alimente soit sinusoïdale. Par conséquent, la puissance réactive consommée par cette charge non linéaire est importante et le facteur de puissance est inférieur à un (1).

III.2.2.2 Mise en service du FAPP :

Sur la figure III.13, nous pouvons déduire qu'à l'instant $t = 0.06s$ correspondant à la mise en service du FAPP (connexion au système), il commence à injecter les courants de compensation i_f (nous ne présentons que la phase a), ce qui permet, après un transitoire de $t_r = 15 ms$, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un THD_i qui décroît de 27.36% à 2.7%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus continu (prise aux bornes du condensateur de stockage C_{dc}) arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dc_ref} fixée à

142 V dans notre cas, et ce, après un transitoire de l'ordre de 100 ms (cinq périodes).

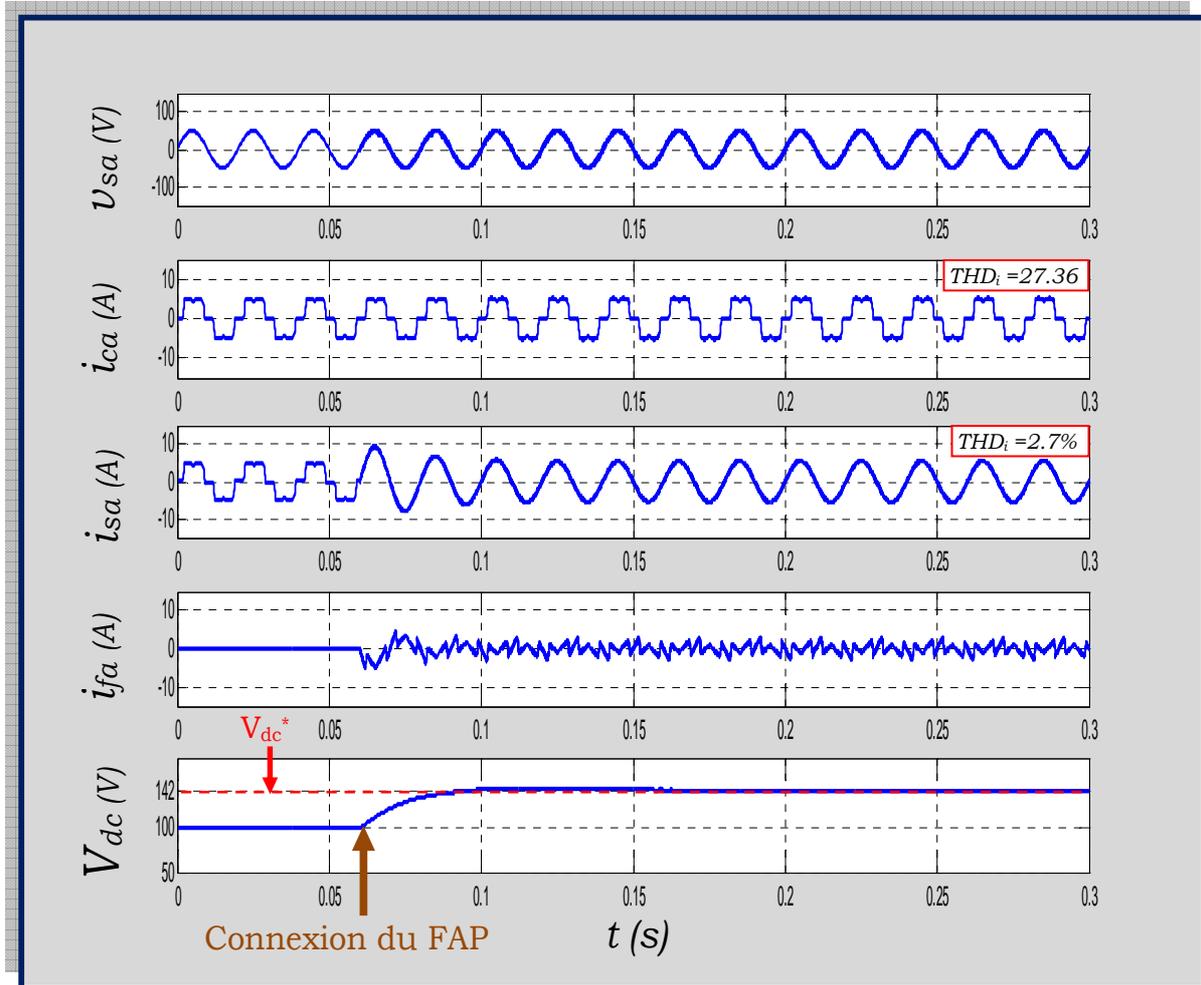


Fig. III.13 Résultats de simulation après la mise en service du FAPP à $t=0.06s$

À partir de la Figure III.14, sur laquelle est illustré le résultat de simulation concernant les puissances instantanées active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, nous déduisons qu'à l'instant $t=0.06s$ correspondant à la mise en service du FAPP, ce dernier arrive à compenser l'énergie réactive qui a été consommée par la charge non linéaire type source de courant représentée ici par un pont redresseur PD3 débitant sur une charge purement inductive (R_{D1} en série avec L_D), ce qui n'est pas le cas avant la connexion du FAPP au réseau électrique ($0 < t < 0.06s$). Ces résultats de simulations avec un THD_i passant de 27.36% à 1.97%, sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse FAPP envers tous les harmoniques.

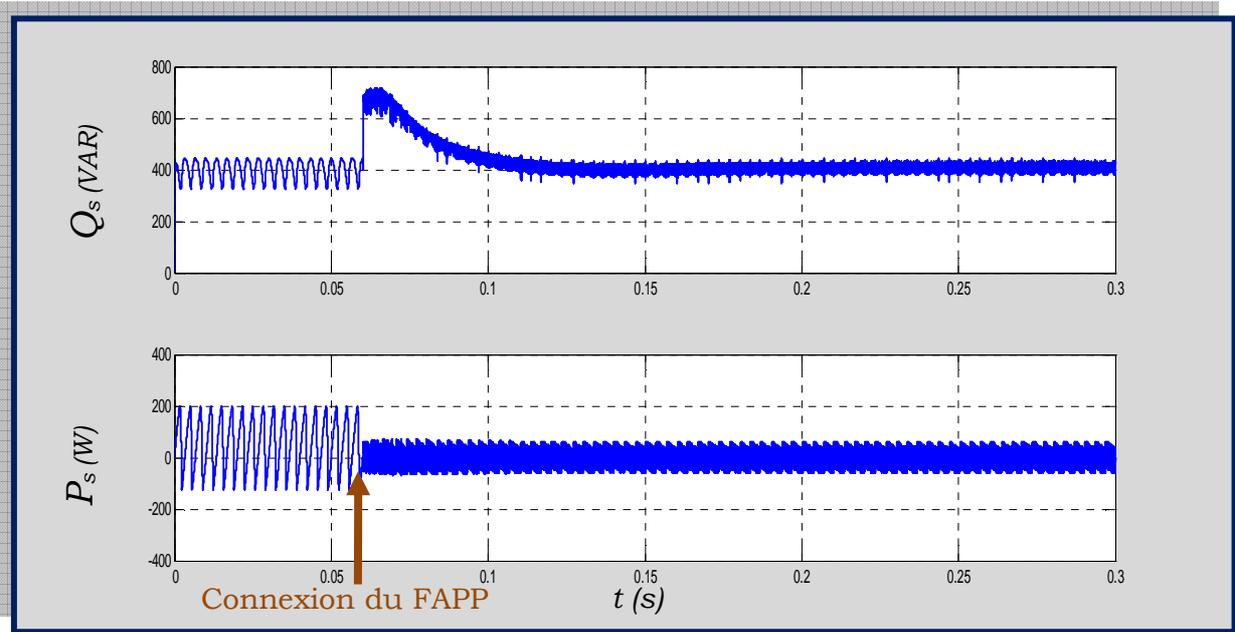


Fig. III.14 Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q après la mise en service du FAPP à $t=0.06s$

Par ailleurs, sur la figure III.15, nous pouvons constater que dès la mise en service du FAPP à l'instant $t=0.06s$, le courant i_s et la tension V_s du réseau, d'une part, deviennent instantanément en phase (Figure III.15-a) et que le courant du réseau i_s poursuit parfaitement sa référence i_{s_ref} . (Figure III.15-b)

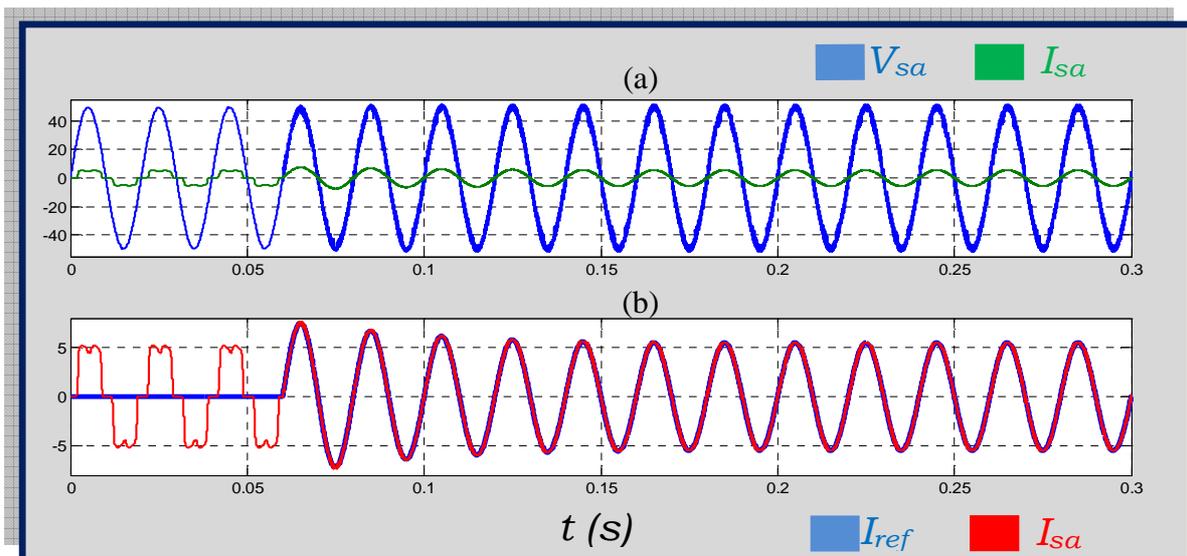


Figure. III. 15 Forme d'onde de la tension et du courant du réseau(a), ainsi que celle du courant du réseau avec sa référence (b).

III.2.2.3 Comportement du FAPP en régime dynamique :

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de simulations régissant le comportement en régime transitoire du FAPP commandé par la méthode proposée dans cette partie, à savoir la commande à base d'un régulateur à hystérésis dont le schéma de principe est illustré par la figure III.9.

Pour atteindre cet objectif, après mise en service du FAPP (c'est-à-dire sa connexion au réseau électrique) à l'instant $t=0.06s$, la charge non linéaire de type source de courant subit une augmentation brusque (passage de la valeur R_{D1} à R_{D2}) (Cf. Tableau III.2), à l'instant $t=0.2s$. Par la suite, cette même charge fait l'objet d'une diminution soudaine à l'instant $t=0.4s$. (Passage de la valeur R_{D2} à R_{D1}).

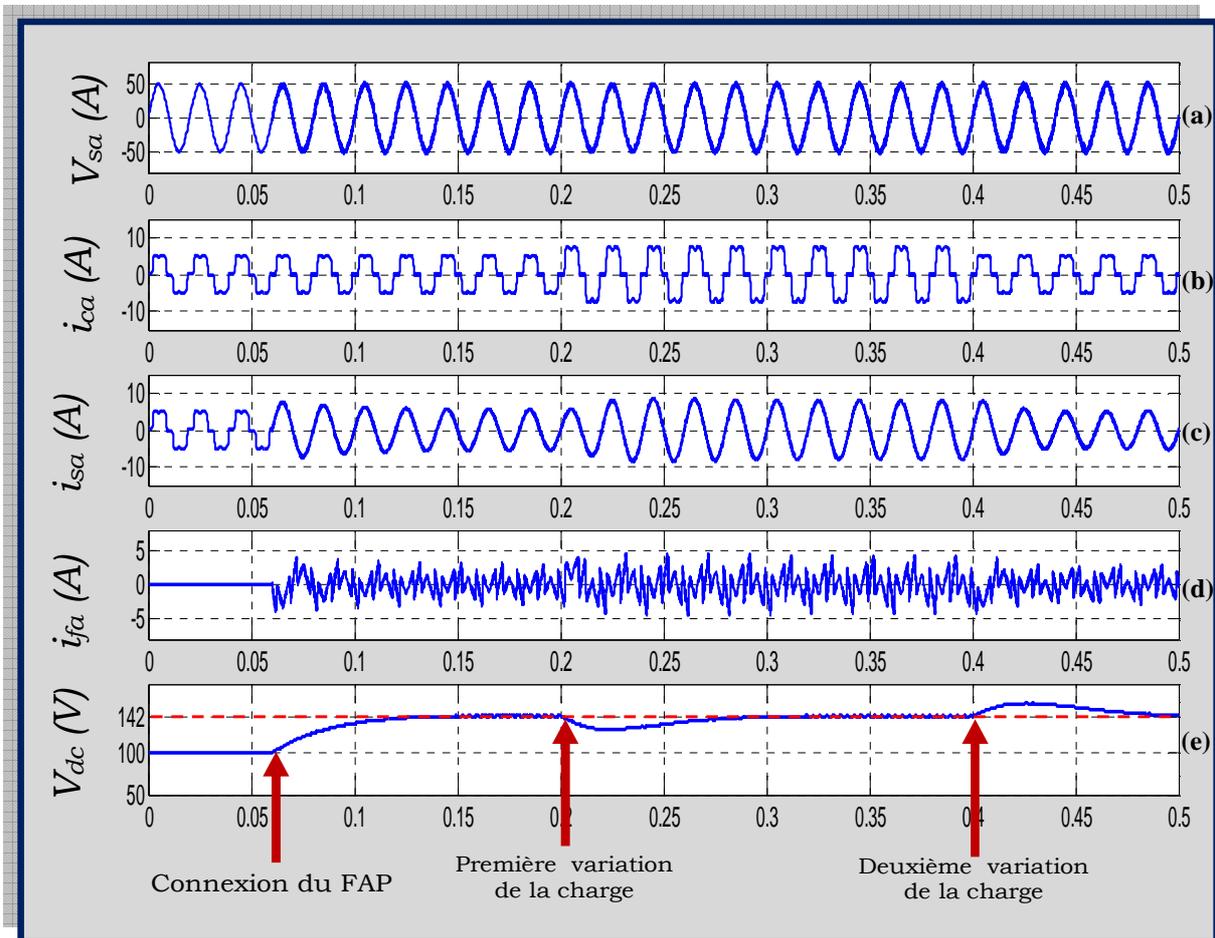


Figure.III.16 comportement du FAPP en régime dynamique

La figure III.16 présente les formes d'ondes de la tension source V_{sa} , des courants de charge i_{ca} , de source i_{sa} et celle du courant de compensation i_{fa} injecter par le FAPP dans le réseau, ainsi que la tension V_{dc} du bus continu comparée à sa référence $V_{DC_réf}$. Il apparait clairement d'après ces résultats de simulation que dès

la mise en service du FAPP à l'instant $t_1=0.06s$, il commence instantanément à dépolluer le réseau en injectant des courants de compensation i_f dans ce dernier (Figure.III.16-a). La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPP est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et in affecté par les changements brusques de la charge non linéaire aux instants $t_2=0.2s$ et $t_3=0.4s$. D'autre part, nous constatons aussi que la tension V_{dc} du bus continue demeure régulée à sa valeur de consigne $V_{DC_{réf}}$ (Figure.III.16-e).

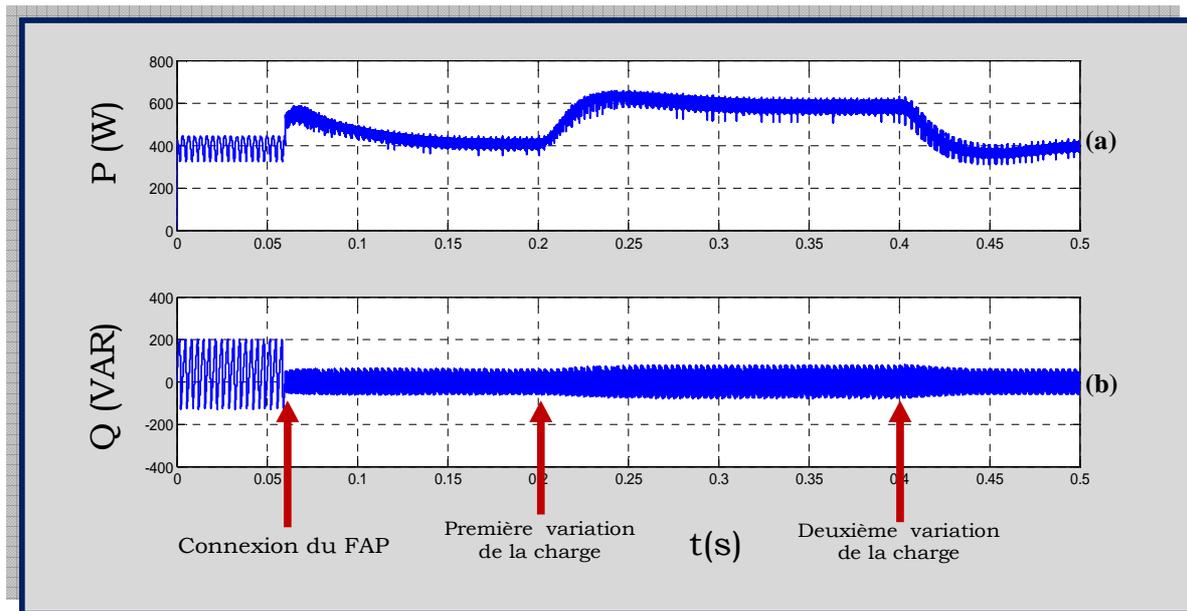


Figure III.17 Puissance active P et réactive Q en régime dynamique

Par ailleurs, à partir des résultats de simulation de la Figure III.17, nous observons le bon comportement quant à la compensation de l'énergie réactive lors des variations brusques de la charge non linéaire aux instants t_1 et t_2 .

En conclusion, tous ces résultats de simulations obtenues sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAPP et confirment la bonne réponse dynamique de la stratégie de commande appliquée.

Toutefois, une validation expérimentale est nécessaire pour confirmer tous les résultats de simulation obtenus. A cet effet, un banc expérimental de 20 kVA a été développé au sein de l'équipe de recherche du Laboratoire d'Informatique et d'Automatique des Systèmes (L.I.A.S) (ex-L.A.I.I.) de l'université de Poitiers sur la base d'un filtrage actif parallèle pur et hybride. Avant de présenter les résultats expérimentaux obtenus, nous présentons dans la section ci-dessous une description détaillée de cette plateforme expérimentale que nous avons exploitée pour valider tous nos travaux de simulation présentés dans cette thèse.

III.2.3 Description de la plateforme expérimentale [Cha. 10], [Dew 07].

Une plateforme expérimentale de 20KVA a été réalisée dans le cadre d'une thématique de recherche appliquée au L.I.A.S (ex-L.A.I.I.), afin de valider différents types et méthodes de commandes, implémentées sous forme analogique, numérique ou hybride.

Son architecture correspond à celle des simulateurs utilisés, l'ensemble étant cependant raccordé au réseau de distribution d'énergie via un transformateur triphasé 400 V/230 V. L'onduleur de tension est basé sur un module SEMIKRON à base d'IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor). Ce module est constitué de trois bras contenant deux IGBT avec une diode en antiparallèle sur chacun d'eux, module SKM50GB123 D (1200V/30A) et d'un bras de récupération contenant un seul IGBT+diode. Il dispose aussi d'un pont PD3 à diodes (SKD 51/14) et d'un réservoir capacitif constitué de deux condensateurs électrolytiques de 2200 μ F/400V mis en série. La commande rapprochée des IGBT est assurée par des modules spécialisés (SKHI 22) assurant l'isolation galvanique, la protection contre les courts-circuits et la détection de la perte d'alimentation. La génération des temps morts s'effectue par une carte extérieure élaborée au laboratoire et basée sur un composant spécialisé d'interface pour le contrôle d'onduleurs triphasés l'IXDP630 (IXYS) permettant de garantir l'égalité des valeurs des temps morts sur les trois bras. Cette carte assure aussi l'adaptation des niveaux des signaux d'entrée provenant de la commande en temps réel et des signaux de sortie destinés à la commande rapprochée.

Le banc est entièrement instrumenté pour la mesure des courants réseaux et onduleur. Il dispose aussi d'une mesure de la tension continue pour la protection et des tensions au niveau du point de connexion, mesures qui ne sont pas utilisées avec notre approche. Il est protégé contre les surcharges en courant au niveau de la source et de la charge par des protections classiques d'installations industrielles, disjoncteur magnétothermique et fusibles.

En plus, une détection de courant crête non fugitif a été rajoutée pour les trois courants de charge en sortie de l'onduleur.

Dans ce paragraphe, nous allons détailler les différentes parties constituant le banc d'essais : puissance, instrumentation et commandes spécifiques.

III.4.1 Structure générale.

La figure III.18 illustre le schéma synoptique de la plateforme expérimentale du filtre actif parallèle (Pur et hybride) qui est composée de :

1. Structure de puissance et organe de commande électrique du SAPF.
2. Unité de traitement sous l'environnement Matlab/Simulink/Control Desk.
3. Dispositif de contrôle, de commande et d'acquisition (dSPACE DS1104).
4. Panneau de connexion des différents signaux d'entrées/sorties.
5. Instrumentation pour la mesure des grandeurs électriques.
6. Système de génération des compléments des trois signaux de commande et des temps morts du SAPF.
7. Charge variable en sortie du pont redresseur à diodes triphasé.

III.3.1.1 Structure de puissance du FAP pur et Hybride

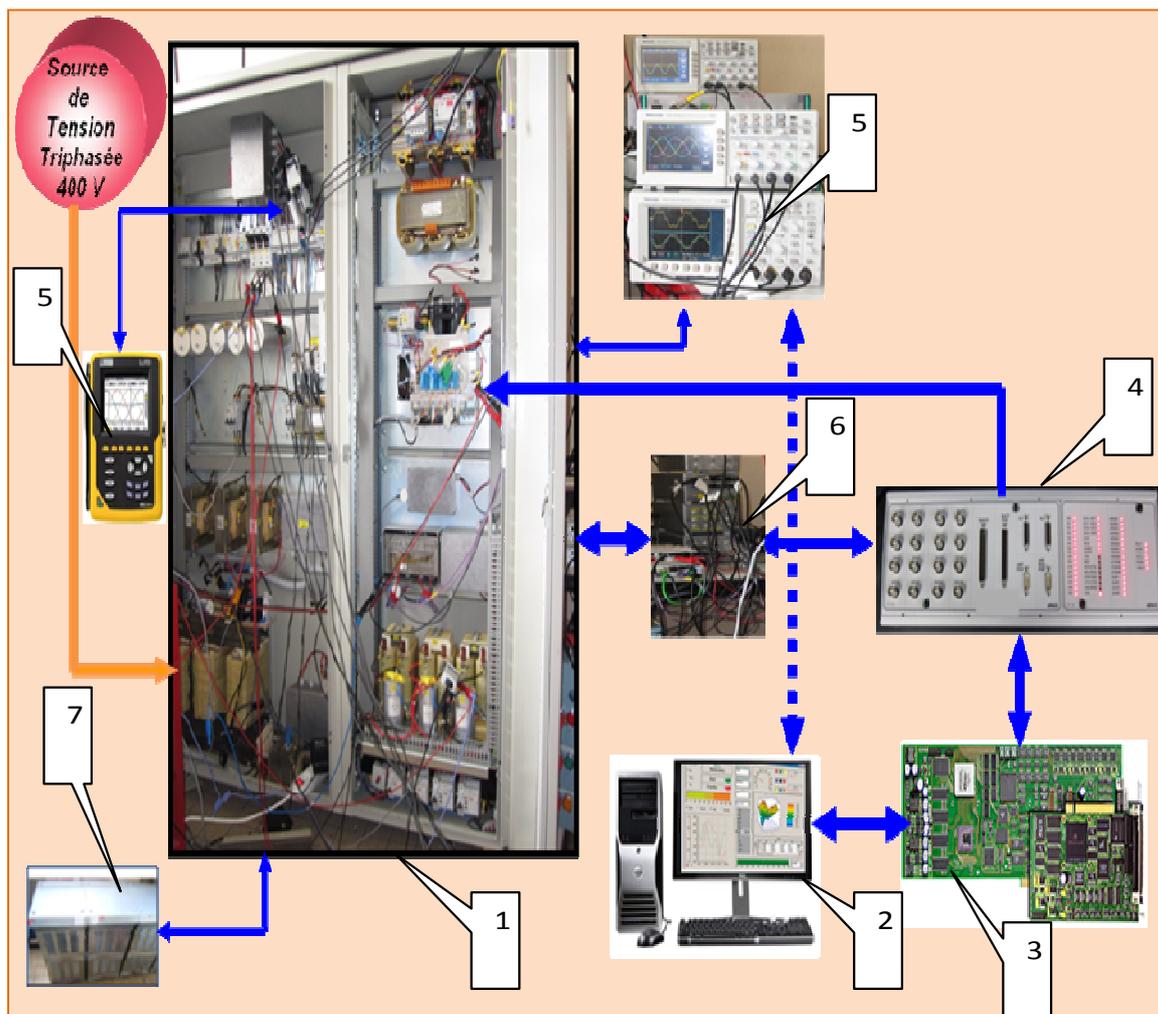


Figure III.18- Schéma global du banc expérimental du FAP Pur et Hybride.

La figure III.19 représente le schéma électrique de la structure de puissance (*la partie de puissance de la plateforme expérimentale*). A partir du réseau électrique triphasé (400 V, 50Hz), la charge non linéaire (source de courant ou de tension), constituée d'un pont PD3 débitant sur une charge passive (Résistance R en série avec inductance L ou en parallèle avec un condensateur), est alimentée par l'intermédiaire d'un transformateur de puissance triphasé et d'une inductance de ligne en série avec le pont PD3 dont leurs caractéristiques sont résumées dans le tableau III.3.

Tableau III.3 : Spécifications techniques de la source et de la charge non linéaire.

Désignation	Spécifications techniques
Transformateur triphasé d'alimentation	-Puissance : 20 KVA -Primaire : 400 V - 50 Hz -Secondaire : 240 V -Montage : Dyn11 -Ucc % : 6 %
Self de ligne du pont L_p (Self triphasée)	- $L_p = 566 \mu H \pm 5\%$ -Courant efficace : 50 A -Facteur de qualité (parallèle) : ≥ 80 -Fréquence nominale : 50 Hz -Tension entre phases : 240 V
Pont redresseur PD3	-Constructeur : SEMIKRON -Référence : SKD 51/14 - $I_D = 50 A$ - $V_{in(max)} = 3X380 V$
Self de charge monophasée (L)	- $L = 1 mH \pm 5\%$ -Prises intermédiaires : 800 μH et 600 μH - $I_{eff} = 56 A$ -Ondulation crête à crête : 10 A à 300Hz -Courant continu : 55 A -Facteur de qualité (parallèle) : ≥ 80 -Fréquence nominale : 50 Hz -Tension continue maximale : 350 V
Charge résistive variable (R) (résistances de puissance monophasées)	- $R_1(35 \Omega, 10 A, 450 V)$ [deux en parallèle] - $R_2(70 \Omega, 5 A, 450 V)$ [deux en parallèle] - $R_3(105 \Omega, 5 A, 450 V)$ [deux en parallèle] -Branchement : (R_1, R_2, R_3) en parallèle

La deuxième partie du schéma de puissance représente le filtre actif parallèle. Il est constitué d'un filtre inductif de couplage au réseau, dont la valeur de l'inductance (L_f) est égale à la valeur estimée précédemment, et d'un onduleur de tension triphasé. Sur ce banc, il est possible aussi de constituer un filtre de sortie de type LC. Pour cela, trois condensateurs sont disponibles et la fréquence de coupure de ces filtres est alors de $f_c \approx 720 Hz$. Il est à noter que des résistances d'amortissement ($R_{am(1,2,3)}$) sont mises en série avec ces condensateurs. Par ailleurs, pour limiter les courants du réseau lors du transitoire à la mise en service du filtre actif parallèle

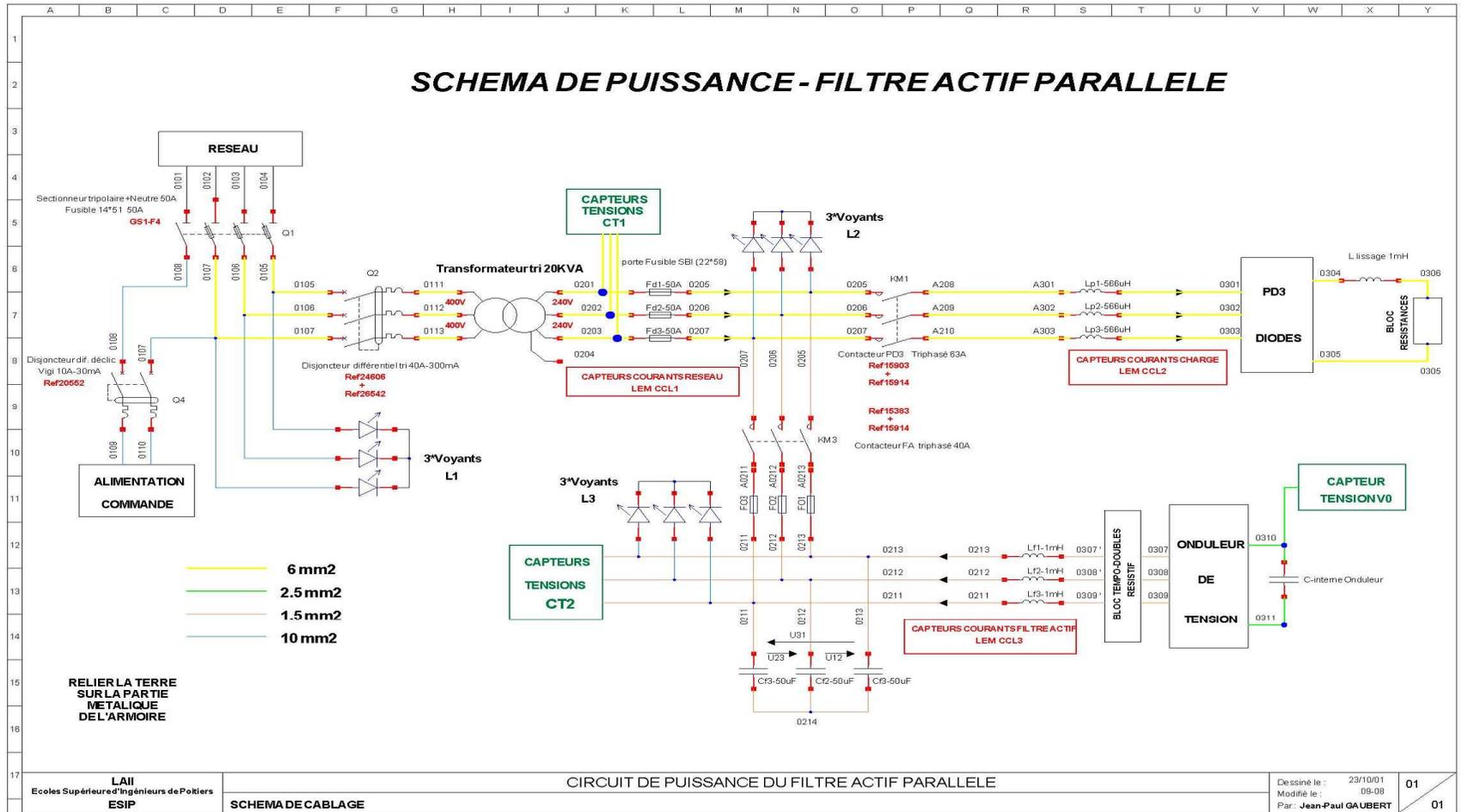


Figure III.19 Schéma électrique de la plateforme expérimentale

(C_{dc}), un ensemble de résistances triphasées temporisé est mis en série avec le filtre de sortie (module *temporisations doubles*). Ces résistances sont ensuite court-circuitées après la phase de démarrage.

Tableau III.4 : Spécifications techniques du filtre actif Pur. (FAPP)

Désignation	Spécifications techniques	
Self du filtre de sortie (L_f) (Trois self monophasées)	<ul style="list-style-type: none"> - $L_f = 1 \text{ mH} \pm 5\%$ - $I_{eff} = 20 \text{ A}$ - $I_{crête} = 32 \text{ A}$ - $I_{crête-crête} (10\text{KHz}) = 4 \text{ A}$ - Facteur de qualité (parallèle) ≥ 80 - Fréquence nominale : 50 Hz - Tension entre phases : crêneaux de tension continue $\pm 450 \text{ V}$ - Prises intermédiaires : $600\mu\text{H}$, $800\mu\text{H}$ - Circuit magnétique : ferrites 	
Condensateur du filtre de sortie (C_f)	<ul style="list-style-type: none"> - $C_f = 50 \mu\text{F} \pm 10\%$ - $I_{eff} = 10 \text{ A}$ - Fréquence nominale : 50 Hz - $V_{eff} = 300\text{V}$ - $V_{eff(\text{Fond})} = 240\text{V}$ 	
Résistance d'amortissement (R_{am})	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{am1} = 10 \Omega \pm 1\%$, 200 W, Ref : 284-HS 200-10F - $R_{am2} = 4.7 \Omega \pm 1\%$, 200 W, Ref : 284-HS 200- 4.7F - $R_{am3} = 0.47 \Omega \pm 5\%$, 200 W, Ref : 284-HS 200- 0.47F 	
Module temporisations doubles	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{T1} = 22 \Omega \pm 1\%$, 300 W, Ref : 284-HS 300-22F - $R_{T2} = 10 \Omega \pm 1\%$, 300 W, Ref : 284-HS 300-10F 1°- Etat initial : $R_{TOT} = 32\Omega$ 2°- 1^{ère} temporisation : R_{T1} court-circuitée, $R_{TOT} = 10\Omega$ 3°- 2^{ème} temporisation : R_{T2} court-circuitée, $R_{TOT} = 0\Omega$ 	
Onduleur triphasé (SEMIKRON)	3 modules SKM50GB123 D	<ul style="list-style-type: none"> - $V_{CE} = 1200 \text{ V}$ - $I_C = 50 \text{ A}$ - $V_{GE} = 15 \text{ V}$ - $V_{in(max)} = 3 \times 380 \text{ V}$ - $T^{\circ}_{dissipation} = 80^{\circ}$
Condensateur de stockage (C_{dc})	SKC 2M2 40A-1 50	<ul style="list-style-type: none"> - Electrolytique 2 x ($2200 \mu\text{F} / 400 \text{ V}$) - $C_{eq} = 1100 \mu\text{F} / 800 \text{ V}$ - $V_{DCmax} = 750 \text{ V}$

Les trois bras d'onduleur sont constitués chacun d'un module de deux IGBT avec en antiparallèle des diodes rapides (SKM 50 GB 123 D). L'ensemble est monté sur un dissipateur. Le rendement de l'onduleur au point nominal est estimé à 95% avec des pertes de 500W (45% de conduction et 55% de commutation).

De ce fait, un radiateur d'une résistance thermique de $0.1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ de type PE 16, de longueur 340mm et refroidi par ventilation forcée (4m/s) a été ajouté. Le condensateur du bus continu, de capacité (C_{dc}) correspondante à la valeur estimée,

est mis en parallèle avec des résistances de décharges (R_{DC}). Les spécifications techniques du filtre actif sont rassemblées dans le tableau III.4.

III.4.1.2 Instrumentation

Il est à noter que toutes les stratégies de commande développées dans le cadre de cette thèse et pour un régime équilibré, ne nécessitent que cinq capteurs (deux pour les courants de source, deux pour les tensions de source et un capteur pour la tension du bus continu). Cela représente un gain relativement à d'autres techniques qui nécessitent au moins deux capteurs de plus.

Les capteurs de courants et de tension sont indispensables pour les algorithmes de commandes du FAPP (ou FAPH) et constituent l'interface avec la partie puissance. La mesure des courants et des tensions est effectuée à l'aide de capteurs à effet Hall.

III.3.1.3 Mesure des courants

Afin d'effectuer une mesure précise et fiable du courant nécessaire pour obtenir une commande adéquate, il est impératif d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante au niveau du capteur. Pour cela, des capteurs de courant de type *LA 55-P*, de la société LEM, fonctionnant en boucle fermée avec compensation et utilisant l'effet Hall, remplissent cette tâche avec un rapport de transformation de $1/1000$. Ils possèdent une bande passante à $-1dB$ comprise entre $0Hz$ et $200kHz$ et un dI/dt correctement suivi meilleur que $> 200 A/\mu s$.

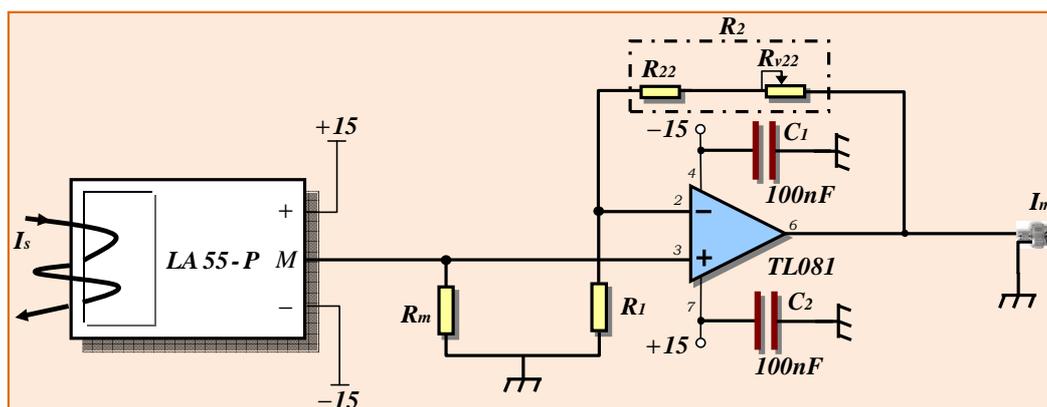


Figure III.20 Chaîne de mesure du courant de source

La figure III.20 montre l'interface électronique qui permet en sortie un rapport courant/tension compatible avec les entrées analogiques des systèmes d'acquisition temps réels (Valeurs utilisées $\pm 10V$ crête). Le courant est converti en une tension par une simple résistance de précision (R_m) dont la valeur ne dépend que du seuil de

tension que l'on désire obtenir, image du calibre. Dans cette application le rapport de conversion est fixé à 0.6 V/A. De plus, un étage amplificateur en sortie de la mesure est rajouté. Ce dernier permet également d'éviter tout problème d'adaptation d'impédance lors de la connexion de la sortie mesurée à l'entrée d'autres modules électroniques.

III.4.1.4 Mesure des tensions (V_s , V_{dc})

Pour concevoir des capteurs de tension précis, possédant une large bande passante, de faibles perturbations et insensibles aux champs magnétiques environnants, le coût s'avère élevé. Or, les bruits secondaires dus à la qualité de l'instrumentation ont un impact direct sur la commande et plus précisément dans le cas de la tension du bus continu. Par conséquent, la solution retenue pour la mesure des tensions est la mise en œuvre de sondes différentielles HZ64 qui permettent les mesures flottantes pour tout système d'acquisition. Elles sont caractérisées par une très grande bande passante : *DC à 20MHz* , une atténuation : *1:20 ou 1:200* , une précision : $\pm 2\%$, une tension maximale différentielle d'entrée de *1000VAC/DC* et une impédance d'entrée de *4M Ω // 1.2pF* . En sortie, le niveau de tension est de $\pm \leq 6.5V$ avec une impédance de *1M Ω* .

III.4.2 Structure de commande

Deux types de structure pour la génération des signaux de commande du FAPP (ou FAPH) sont conçus : une structure de commande numérique et une structure de commande hybride (*Numérique-Analogique*). Pour cela, un outil purement numérique (*dSPACE*) associé à des modules analogiques remplit parfaitement cette tâche. Dans ce paragraphe, l'ensemble de ces outils sont décrits à partir de leurs constitutions, principes de fonctionnement et leurs utilisations dans la chaîne de commande du FAP pur ou Hybride.

III.4.2.1 Système de commande numérique (*dSPACE*)

a. Constitution et fonctionnement du système

Le système numérique utilisé, sur lequel les algorithmes de contrôle du FAP pur ou Hybride sont implémentés, est une mono-carte (*DS1104 R&D Controller Board*) comprenant un jeu complet de modules d'E/S permettant un accès facile aux signaux pour le système de commande.

Tableau III.5 : Spécifications de carte DS 1104.

Paramètres		Spécifications
Processeur	Type PowerPC	• PPC 603e
	Horloge CPU	• 259 MHz
	Mémoire Cache	• 2 x 16 Ko
Mémoire	Mémoire globale	• 32 Mo SDRAM
	Mémoire Flash	• 8 Mo
Timers	4 timers généraux	• Décompteur 32 bits • Résolution de 80 ns • Rechargé physiquement
	1 timer d'échantillonnage	• Décompteur 32 bits • Résolution de 40 ns • Rechargé par programme
	1 compteur de base du temps	• Compteur 64 bits • Résolution de 40 ns
Contrôleur d'interruptions		<ul style="list-style-type: none"> • Interruption des 5 timers • Deux interruptions d'index de ligne de l'encodeur incrémental • Interruption de l'UART • Interruption du DSP esclave • Interruption PWM du DSP esclave • 5 interruptions du convertisseur A/N (fin de conversion) • 1 interruption Hôte • 4 interruptions externes
Convertisseur A/N	Canaux	• 4 canaux multiplexés • 4 canaux parallèles
	Résolution	• Canaux multiplexés : 16 bit • Canaux parallèle : 12 bits
	Rang de la tension d'entrée	• ± 10 V
	Temps de conversion	• Canaux multiplexés : 2 μ s • Canaux parallèle : 800 ns
	Rapport signal-bruit	• Canaux multiplexés : > 80dB • Canaux parallèles : > 65 dB
Convertisseur N/A	Canaux	• 8 canaux
	Résolution	• 16 bits
	Rang de la tension de sortie	• ± 10 V
	Temps de conversion	• 10 μ s .Max
	Rapport signal-bruit	• > 80 dB
	Le courant I_{smax}	• ± 5 mA
Entrées/Sorties numériques	Canaux	• 20 bits E/S parallèles • 1 bit entrée ou sortie
	Rang de la tension	• Niveau TTL (E/S)
	Le courant $I_{out max}$	• ± 5 mA
Interface codeur incrémental numérique	Canaux	• 2 canaux indépendants Entrées TTL ou différentielles (RS422) (Programmation pour chaque canal)
	Compteurs de position	• Résolution de 24 bits • Fréquence d'entrée de 1.65 MHz max. • Remise à zéro par programmation
	Tension d'alimentation	• 5 V / 0.5 A

Elle peut être installée pratiquement dans tous les PC possédant une prise PCI libre. Cette carte contrôleur temps réel, basée sur la technologie PowerPC et son jeu d'interfaces d'E/S, est un système de développement puissant pour le prototypage rapide de lois de commandes dans divers domaines, tels que le pilotage de convertisseurs de puissance ou d'entraînements électriques, la robotique, l'aérospatiale et l'automobile. L'interface temps réel (*Real-Time Interface RTI*) fournit des modèles Simulink® permettant une configuration graphique des entrées A/N, des sorties N/A, des lignes d'E/S numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération PWM. Les caractéristiques principales du système de contrôle numérique (*DS1104*) sont résumées dans le tableau III.5. La figure III.21 présente le schéma bloc correspondant à l'architecture de la carte DS1104.

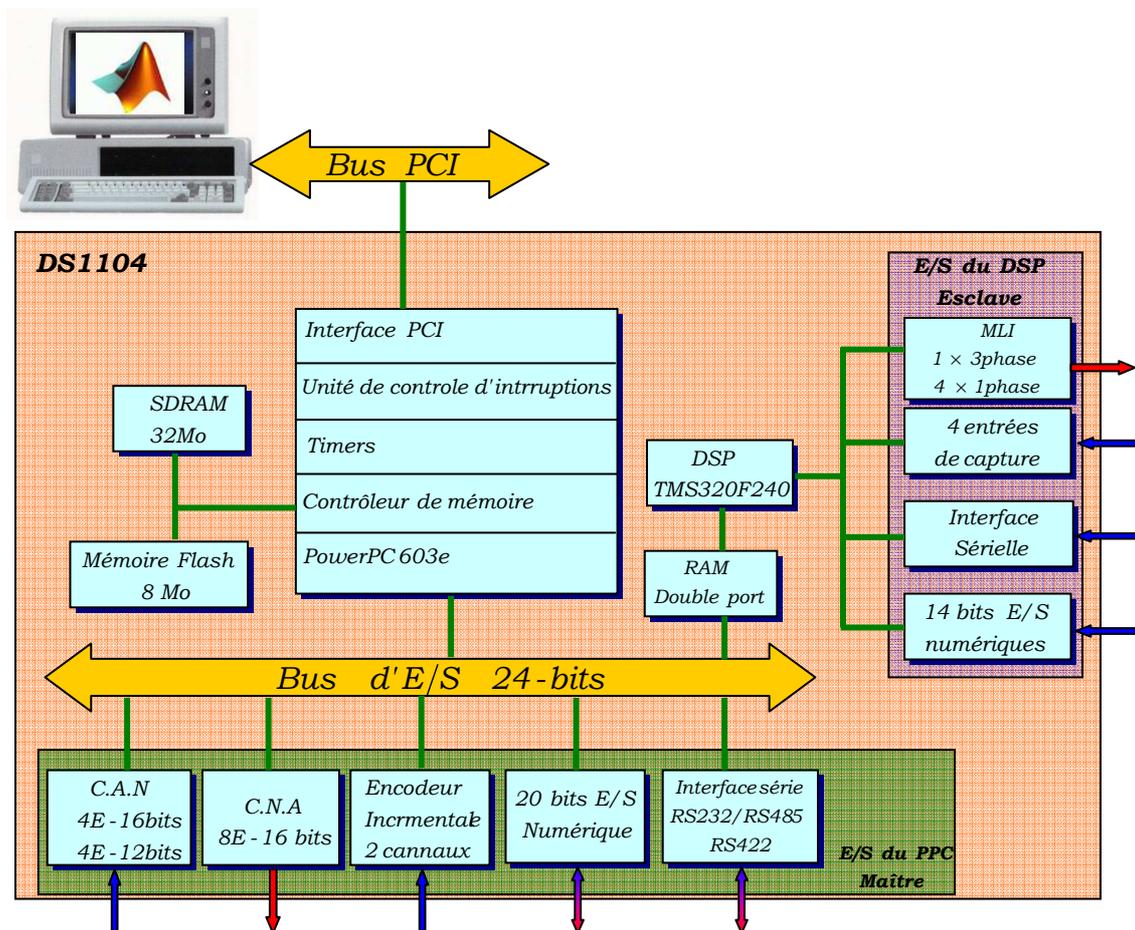


Figure III.21- Diagramme de l'architecture de la DS1104.

L'avantage principal de ce contrôleur est qu'avec l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de

Simulink®. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink® puis de traduire celles-ci en langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (*Control Desk*). Il permet de visualiser en temps réel, le stockage les différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

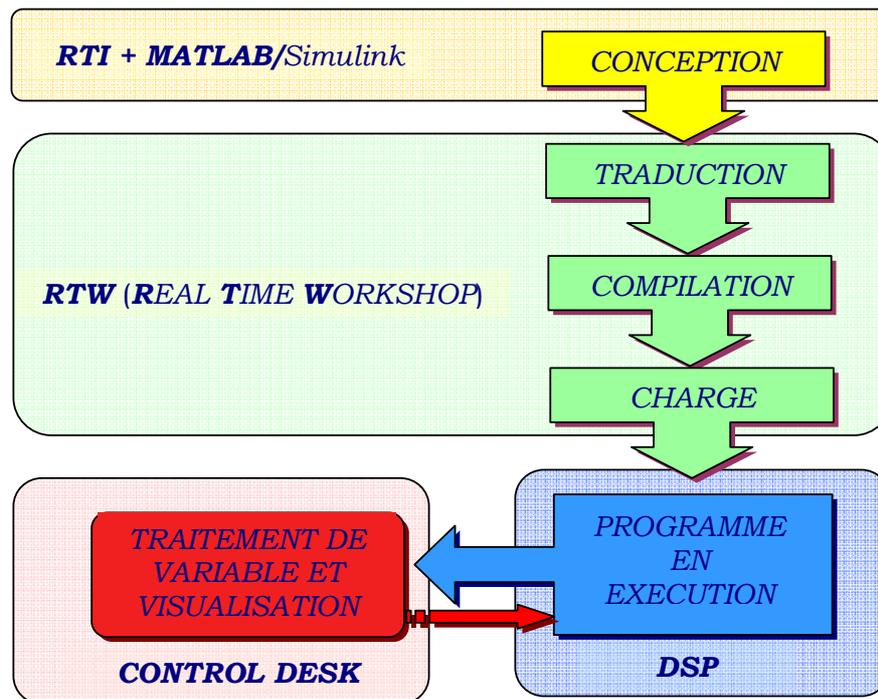


Figure III.22- Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte dSPACE

Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants (Figure. III.22) :

- *Matlab/Simulink* : il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essais.
- *RTI (Real Time Interface)* : logiciel d'implémentation constitué d'une librairie sous Simulink qui permet de rendre la commande développée directement implémentable dans le DSP. Ces blocs spéciaux servent d'interface entre les entrées/sorties de la commande avec leurs homologues physiques du DSP. En fonction du contrôleur utilisé, la librairie est différente et la constitution des blocs aussi.
- *RTW (Real Time Workshop)* : ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour

convertir le modèle Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.

- *Control Desk* : c'est le logiciel d'expérimentation. Il permet la construction aisée d'une interface graphique. Ainsi, il est possible de visualiser en temps réel les grandeurs physiques mesurées, de stocker des données pour ensuite les traiter dans l'environnement Matlab. Il pilote les instants de démarrage ou d'arrêt du programme et les changements des paramètres de la commande en temps réel

b. Utilisation dans la chaîne de commande du FAPP

Selon les différentes stratégies de commande (*exposées dans les chapitres qui suivent*), la carte *dSPACE DS1104* est mise en œuvre, d'une part, pour la génération directe des impulsions de commande (*commande numérique*) ou pour la génération des signaux de références analogiques. Ces dernières sont exploitées par des modules analogiques afin de générer les ordres de commande (*commande hybride*).

Ainsi, pour la commande numérique, les signaux de courants et de tensions mesurés par les capteurs adéquats sont convertis par les C.A.Ns et exploités numériquement par les algorithmes. La carte contrôleur génère alors trois signaux MLI en utilisant soit les sorties numériques de la prise sub-D(37 pins) de la DSP esclave (*Slave DSP Output*) ou trois des vingt (20) sorties numériques parallèles du *Master PPC I/O*, comme il est schématisé sur la figure III.23.

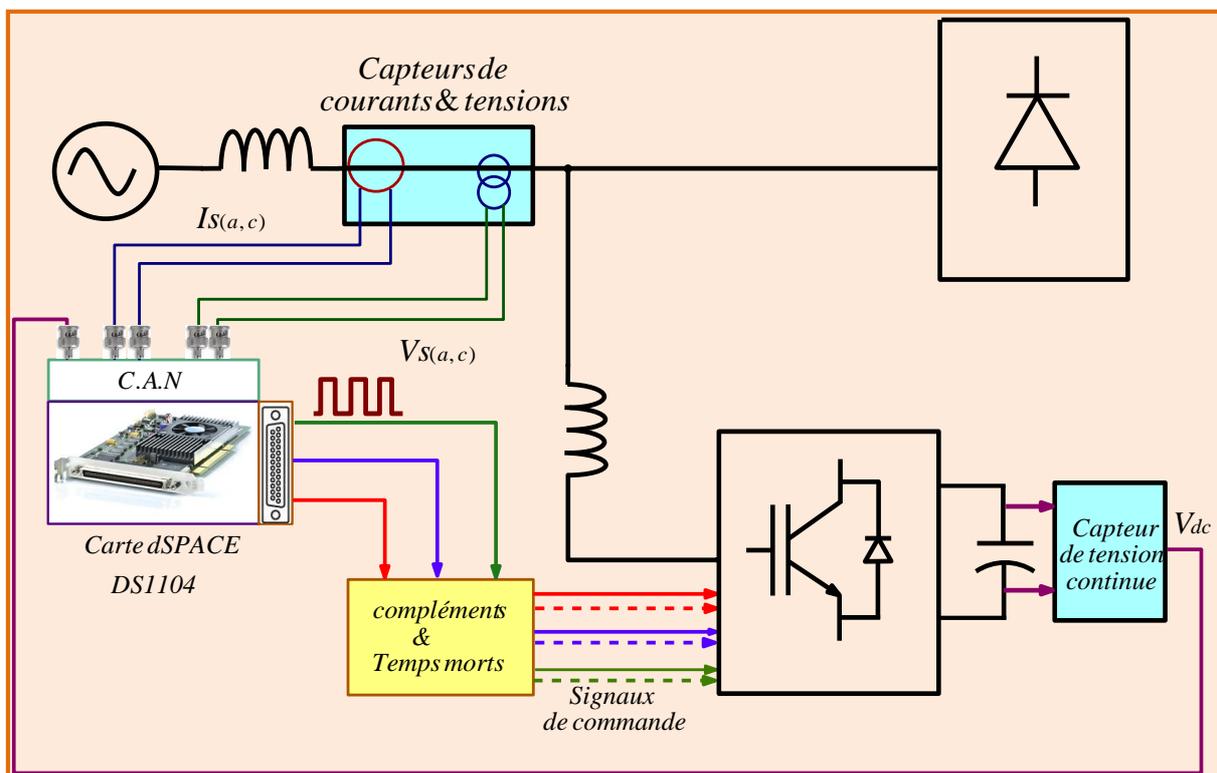
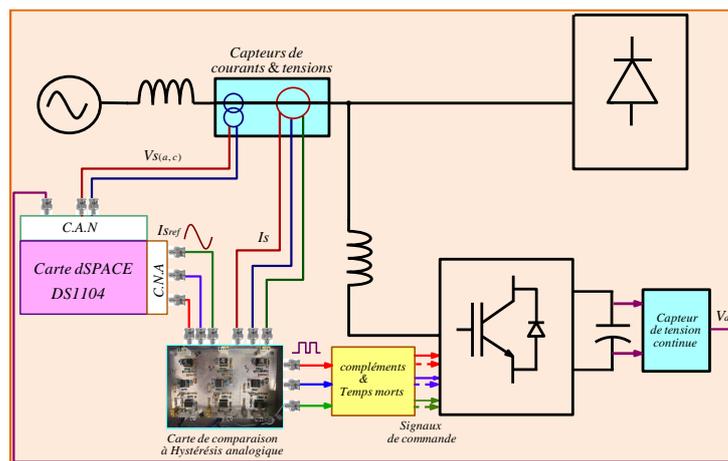


Figure III.23 Schéma représentant la commande numérique du FAPP.

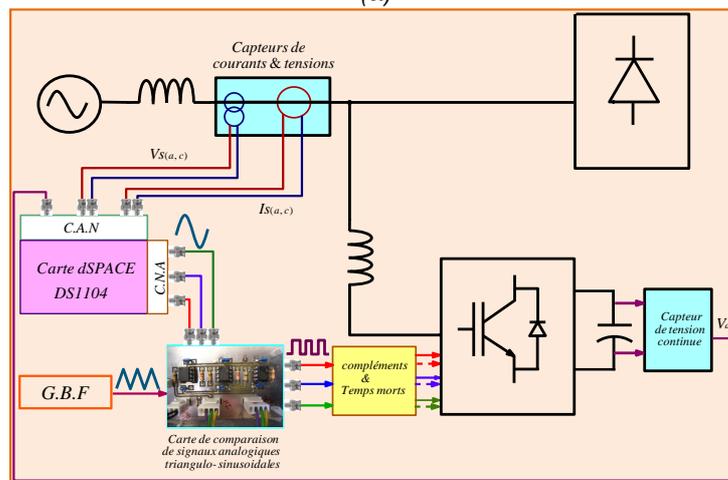
III.4.2.2 Système de commande Hybride

a. Utilisation dans la chaîne de commande du FAPP

Le deuxième système utilisé pour la commande du SAPF est un système hybride constitué d'une part de la carte *dSPACE DS1104* et d'autre part de cartes analogiques selon la technique de commande développée. Cette solution profite des avantages des signaux analogiques relativement aux signaux numériques, qui résident dans leurs utilisations directe et évite ainsi les reconstitutions, mais aussi avec des temps d'exécution beaucoup plus rapides. En effet, les systèmes de filtrage actif constituent des procédés exigeants et avec des dynamiques importantes. Cette technique améliore la qualité des ondes électriques au niveau du réseau. Dans ce cas, l'algorithme de contrôle fournit les références en courant ou en tension, toujours dans l'environnement MATLAB/Simulink® et via la carte *dSPACE*. Ainsi,



(a)



(b)

Figure III.24- Schéma représentant la commande Hybride du FAPP :
 (a) avec une hystérésis analogique (b) avec une MLI intersective analogique.

pour générer les signaux de commande MLI, deux cartes ont été développées. La première effectue une comparaison par hystérésis du signal analogique réel entre le courant de source ($I_{s(a,c)}$) et le signal de référence ($I_{sref(a,c)}$). La deuxième carte réalise la comparaison entre une porteuse triangulaire V_m de fréquence $f_m = 10KHz$ et le signal de référence $V_{réf}$ obtenu comme précédemment (Figure III.24)

b. Description de la carte d'hystérésis analogique

Afin de maintenir le courant de source autour de sa référence, déterminée par le calculateur numérique, une carte analogique dont le rôle est d'effectuer une comparaison par hystérésis est mise en œuvre et son schéma est indiqué sur la figure III.25. L'erreur \mathcal{E} entre les deux signaux est obtenue par un amplificateur différentiel (AD620AN) et elle constitue l'entrée d'un comparateur à hystérésis non inverseur à base d'un amplificateur opérationnel à faible bruit (TL071CN) dont les résistances sont calculées pour obtenir une bande d'hystérésis selon l'équation :

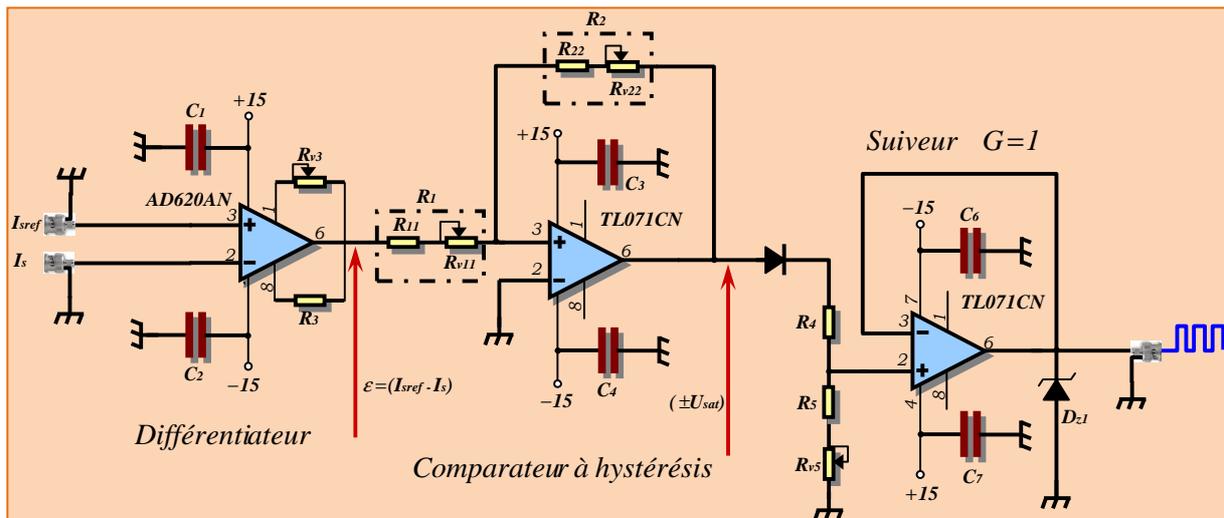


Figure III.25- Schéma électronique du comparateur à hystérésis analogique

$$HB = 2 \cdot U_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (III.7)$$

Où $U_{sat} = 14V$ représente la tension de saturation de l'amplificateur. Pour notre application les résistances ont été choisies de façon à atteindre une bande d'hystérésis ($HB=0.85A$). De plus, le potentiel constant du comparateur à hystérésis est fixé à zéro, ce qui impose une tension de consigne symétrique. La sortie du comparateur oscille entre $\pm U_{sat}$ et une diode en série avec la sortie élimine la partie négative du signal. Un suiveur à base d'un amplificateur opérationnel joue le rôle d'adaptation d'impédances et de tension lors de la connexion de la sortie à l'entrée

du module générant les signaux complémentaires avec les temps morts. Afin d'optimiser le nombre des sorties analogiques (*références*) et minimiser le temps d'exécution de la commande, sachant que les références calculées doivent assurer un équilibre du système triphasé, la troisième référence est reconstruite à partir des deux autres en utilisant le circuit électronique schématisé sur la figure III.26.

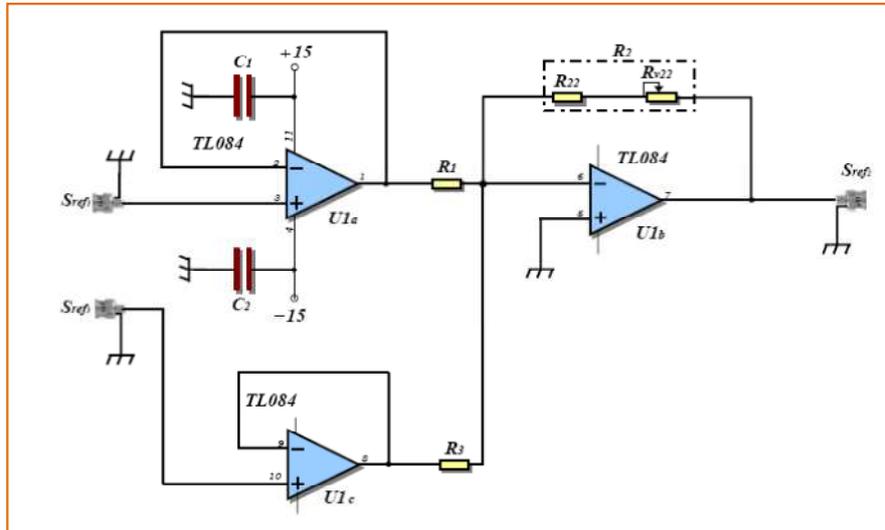


Figure III.26- Schéma électronique de génération de la troisième référence analogique.

Le circuit intégré (TL084) contenant quatre (04) amplificateurs opérationnels d'usage universel câblé en sommateur inverseur assure cette tâche.

c. Description de la carte pour la MLI intersective analogique

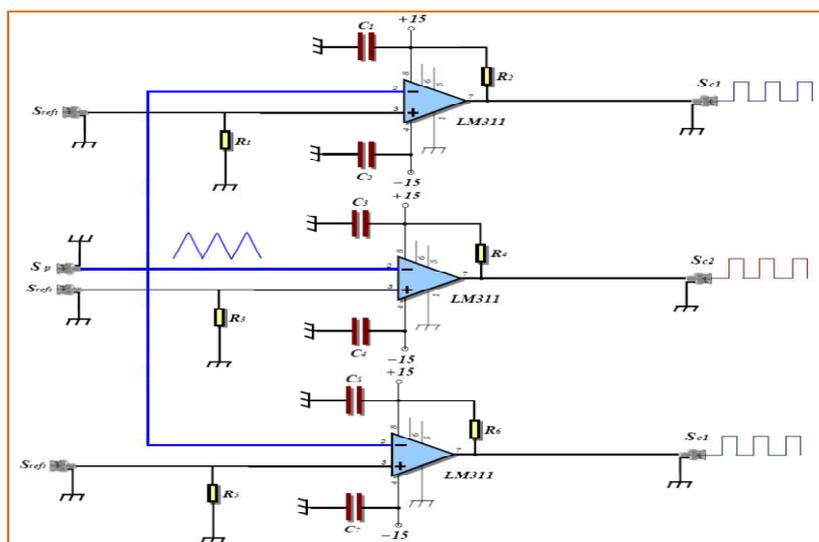


Figure III.27- Schéma électronique d'un comparateur à MLI intersective.

Afin de s'affranchir des contraintes de rapidité d'échantillonnage pour une MLI intersective, une carte électronique analogique permet la comparaison entre les signaux de références des tensions souhaitées à la sortie de l'onduleur, qui sont engendrés numériquement par la dSPACE, et une porteuse triangulaire à la fréquence de 10KHz en utilisant un générateur de fonction. La comparaison s'opère à l'aide de trois comparateurs de tension rapide (*LM311*) indépendants comme il est indiqué sur la figure III.27.

III.4.2.3 Système de génération des compléments et des temps morts de la commande

Ce module est décrit sur la figure III.28, l'entrée reçoit les trois impulsions de commande correspondant au pilotage des trois bras de l'onduleur de tension triphasé. Dans un souci de généralisation et d'homogénéisation des interfaces au niveau des onduleurs de tension des bancs tests du laboratoire, une adaptation en tension est mise en œuvre. Elle est constituée par des amplificateurs non inverseurs de la famille *CMOS (4050)* qui ont la particularité d'admettre des tensions sur les bornes d'entrées supérieures au niveau d'alimentation du circuit. Ainsi, les niveaux de tension pour le circuit générant les temps morts sont de 0V-5V. Les amplificateurs sont donc alimentés entre 0-5V, par contre les seuils d'entrées peuvent être compris entre 3V et 15V pour le niveau haut ou logique '1' et 0V pour le niveau bas ou logique '0'. Cette solution a l'avantage d'accepter une très

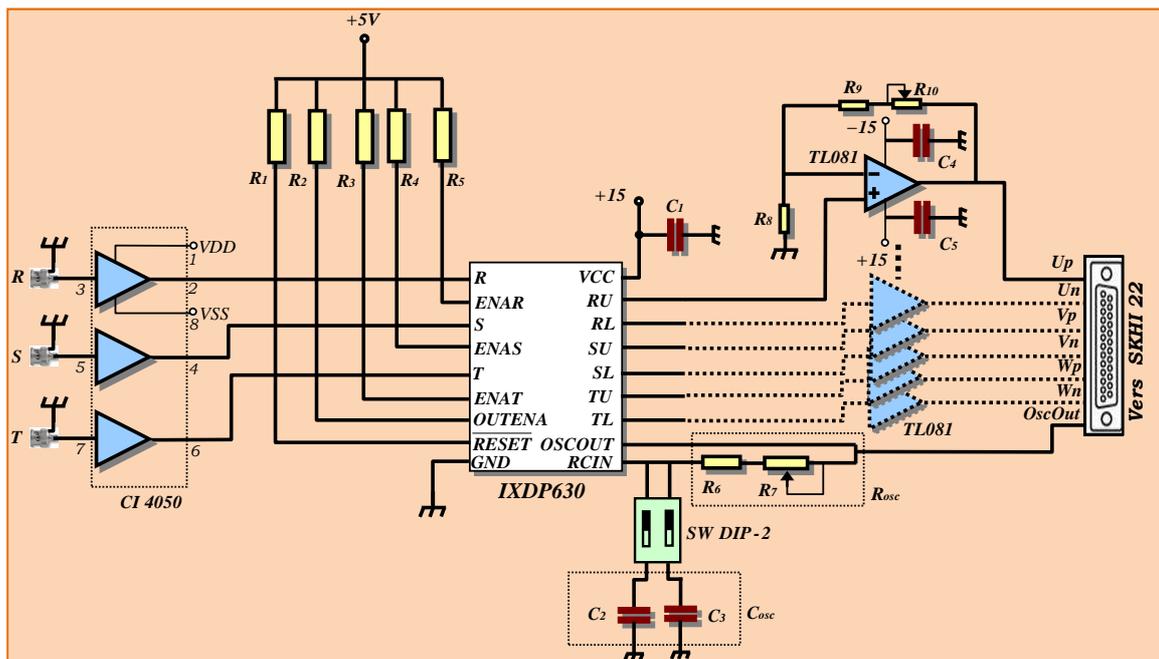


Figure III.28- Schéma de génération des compléments et des temps morts de la commande.

large gamme de niveaux pour les outils temps réels de la commande. En effet, il est ainsi possible d'utiliser aussi bien des sorties numériques (ou logiques) en 0-5V que des sorties analogiques unipolaires (0-5V, 0-10V et 0-15V). Par la suite, un circuit spécialisé d'interface pour le contrôle d'onduleurs triphasés l'IXDP630 fabriqué par la société IXYS Semiconductors est exploité. Celui-ci réalise la complémentarité des commandes pour chaque bras de l'onduleur avec une génération de temps morts (t_{mort}) numériques strictement identique sur les trois bras selon l'équation suivante :

$$t_{mort} = \frac{8}{f_{osc}} \quad (\text{III.8})$$

Où f_{osc} représente la fréquence d'oscillation de l'horloge du circuit. Cette solution garantit des temps morts rigoureusement identiques et évite des disparités sur les trois phases contrairement aux solutions analogiques qui créent ces temps morts de façon indépendantes sur les trois bras. L'oscillateur est composé d'un réseau RC (ou un quartz pour le circuit IXDP631) qui permet la programmation de la valeur des temps morts. Elle est fixée par la circuiterie interne à exactement huit périodes d'horloge, ainsi le réglage de la valeur du temps mort s'effectue par l'ajustement des valeurs de R_{osc} et de C_{osc} qui se traduit par une modification de la fréquence de cet oscillateur donnée par :

$$f_{osc} = \frac{0.95}{R_{osc} \cdot C_{osc}} \quad (\text{III.9})$$

Le dernier étage est une amplification en tension nécessaire en sortie du circuit de façon à atteindre des créneaux compris entre 0V et 15V afin de piloter les commandes rapprochées basées sur les circuits SKHI22 du bloc triphasé multifonctions à IGBT de la société SEMIKRON.

III.4.2.4 Le Driver SKHI 22

C'est une interface de commande rapprochée pour transistors IGBT, réalisant le pilotage dans des conditions optimales et la protection de ces composants de puissance. Ce driver est composé de deux parties complémentaires pour la commande de deux interrupteurs d'un bras. Sa particularité est d'avoir une isolation galvanique par transformateur entre la partie commande et puissance, évitant ainsi tous risques d'interactions entre ces dernières. Le SKHI 22 génère des retards au niveau des commandes, ajustables en fonction de la valeur de R_{td} [kΩ] pour des applications spécifiques, tel que :

$$T_{Rtd} = 2.7 + 0.13 \cdot R_{td} \quad (\mu s) \quad \text{(III.10)}$$

Caractérisé par une seule alimentation pour les deux commandes, la valeur du gradient de tension dV/dt est très élevée ($24 \text{ kV}/\mu s$), l'isolement entre la commande et les IGBT atteint 4 kV , le courant de crête injecté dans la grille est de 3.3 A , la tension de grille V_{GE} comprise entre 0 V et 15 V . Ce module, compatible avec la technologie CMOS, a une grande immunité au bruit, possède une protection contre les courts-circuits et une coupure adoucie de ces derniers. [Cha 10].

III.2.4 Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter la validation expérimentale de tous les résultats de simulations que nous avons déjà obtenus tout en exploitant le banc d'essai décrit précédemment.

Avant de présenter ces résultats, nous avons jugé utile de rappeler les étapes nécessaires à la réalisation d'un essai expérimental à l'aide du système dSPACE. Les étapes sont les suivantes:

1. La carte dSPACE et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement de la société dSPACE est intégré à l'environnement Simulink afin de bénéficier d'un chaînage complet de la simulation à la validation expérimentale.

2. Un modèle Simulink du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance (charge, résistance, inductance, IGBTs,....etc.) mais seulement modéliser la partie commande à tester expérimentalement (identification des courants harmoniques et régulation de la tension aux bornes du condensateur). Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface (CAN, CNA) de la bibliothèque dSPACE au modèle Simulink précédent afin de faire la liaison entre le système physique et la carte dSPACE.

3. Le modèle précédent doit alors être implanté sur la carte DS1104. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface). 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 résidant sur la carte dSPACE (DS1104). Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.

4. Une fois le modèle 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 tenons à préciser qu'afin de faire une analyse comparative, tous les paramètres du système en simulation sont identiques à ceux utilisés en expérimentation et qui sont récapitulés dans le tableau III.2.

Par ailleurs, trois différents aspects dans le fonctionnement du FAPP commandé par la méthode du régulateur à hystérésis (Figure III.9) sont examinés dans ces expérimentations à savoir :

- ✓ Analyse du système avant la mise en marche du FAPP,
- ✓ Comportement du FAPP en régime permanent,
- ✓ Comportement du FAPP en régime transitoire.

III.2.4.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPP

La figure III.29 illustre les résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP (réseau électrique triphasé, charge non linéaire). Sur la partie (a) de cette figure nous avons représenté la forme d'onde de la tension du réseau v_{sa} (pour la phase a) ainsi que le courant de source i_{sa} qui est identique dans ce cas là au courant i_{ca} consommé par la charge polluante, du moment que le FAPP n'est pas encore mis en marche.

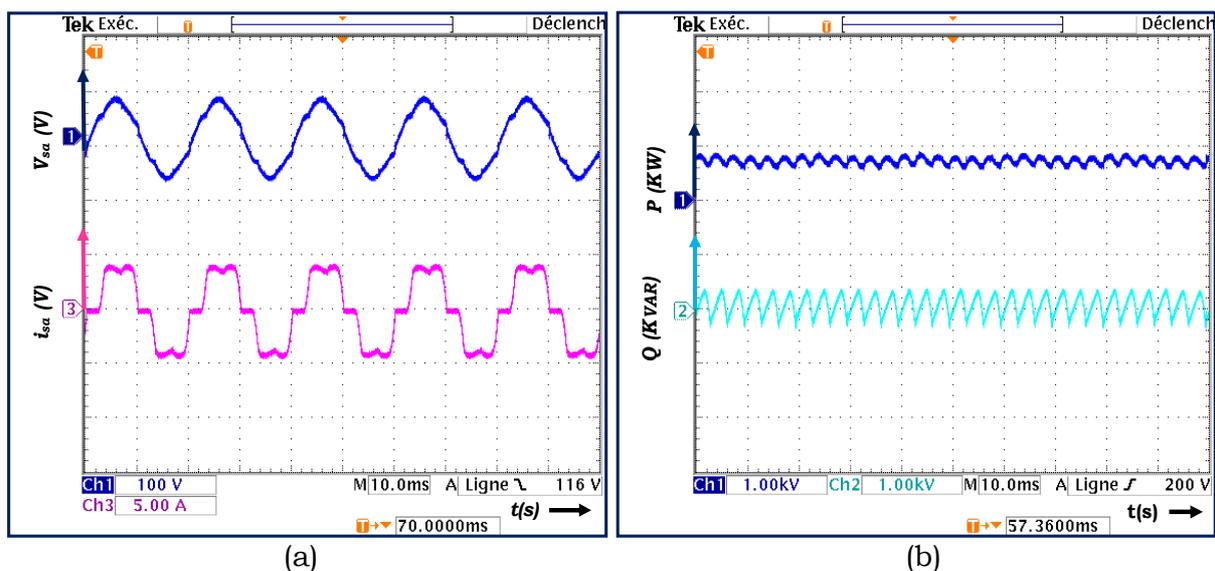


Figure III.29 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP

(a): V_{sa} (V), i_{sa} (A) et (b): P (kW), Q (kVAR).

La figure III.29-b représente les formes d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q fournies par le réseau.

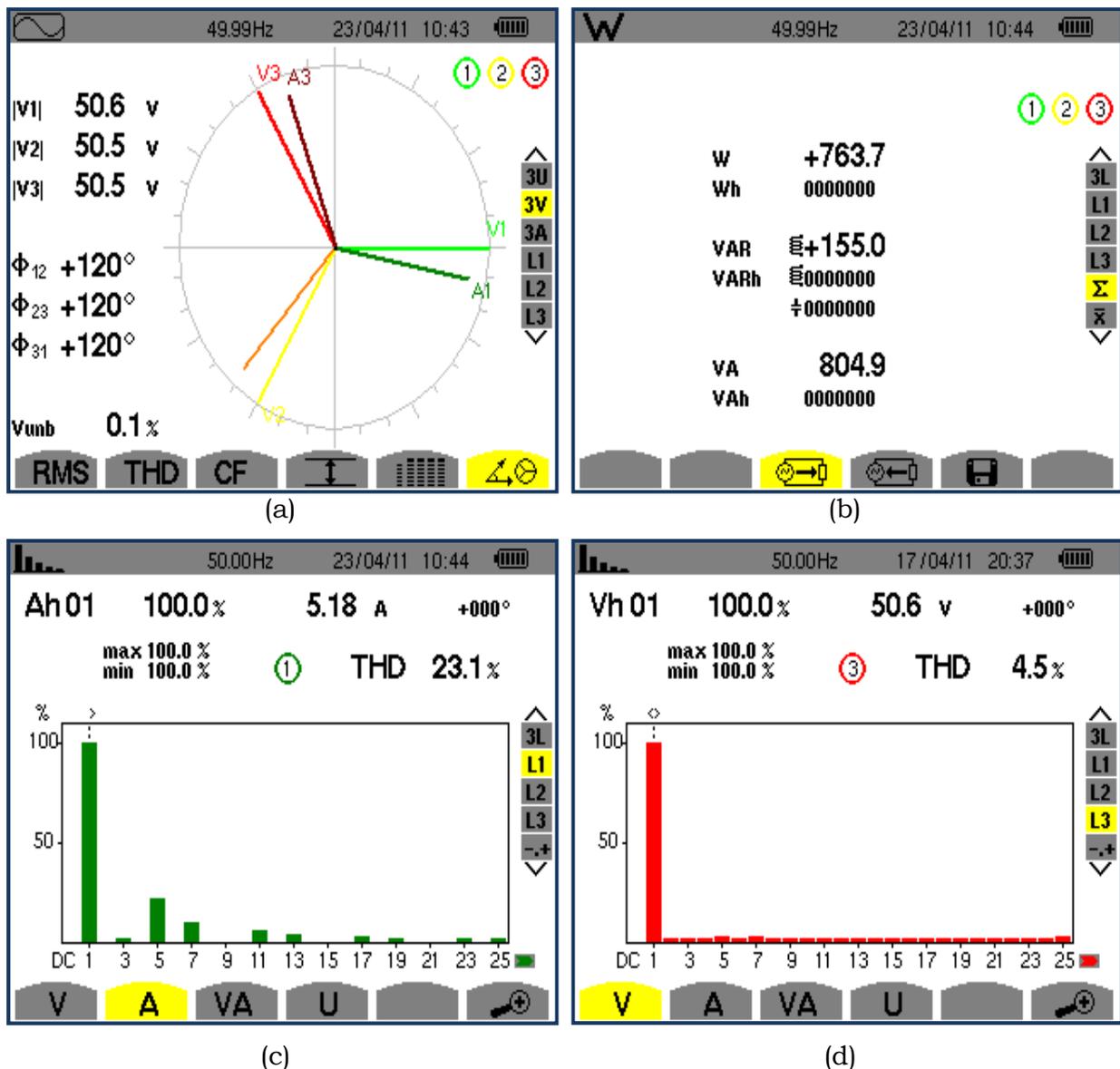


Figure III.30 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP

(a) : Diagramme vectoriel tension-courant, (b) : Bilan des puissances, (c) : THD_i , (d) THD_v

La mesure du THD et la décomposition harmonique du courant réseau et de la tension au point de raccordement sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux électriques triphasés *CA8335 de Chauvin Arnoux*. Celui-ci nous indique le déphasage entre le système courant-tension triphasé (Figure III.30-a), le bilan des puissances consommées par la charge polluante (Figure III.30-b), un THD_i de 23,1% pour le courant dans la charge polluante (Figure. III.30-d) et un THD_v de 8,2% pour la tension réseau aux bornes de la charge (Figure. III.30-e) avant le raccordement du FAPP.

III-2.4-2 Comportement du FAPP en régime permanent

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats expérimentaux concernant le comportement en régime permanent (statique) du FAPP commandé par le régulateur à hystérésis et ce, après sa mise en service. Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire et du FAPP. La figure III.31 illustre, de haut en bas et pour la phase (a), le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, le courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$ après mise en marche du FAPP.

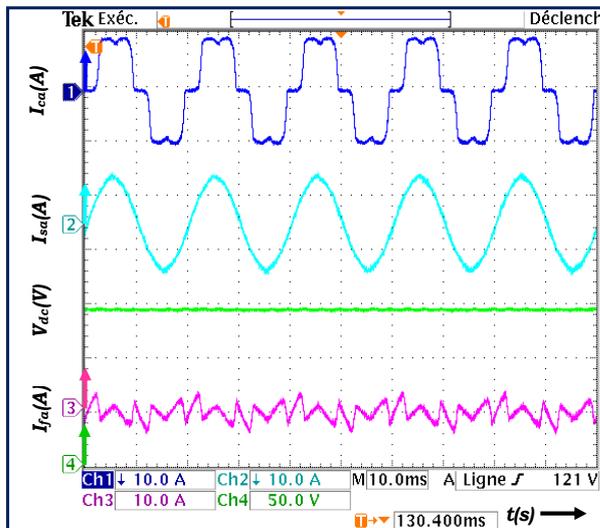


Figure III.31. Courant de charge $i_{ca}(A)$, Courant de source $i_{sa}(A)$, Courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$ après mise en marche du FAPP.

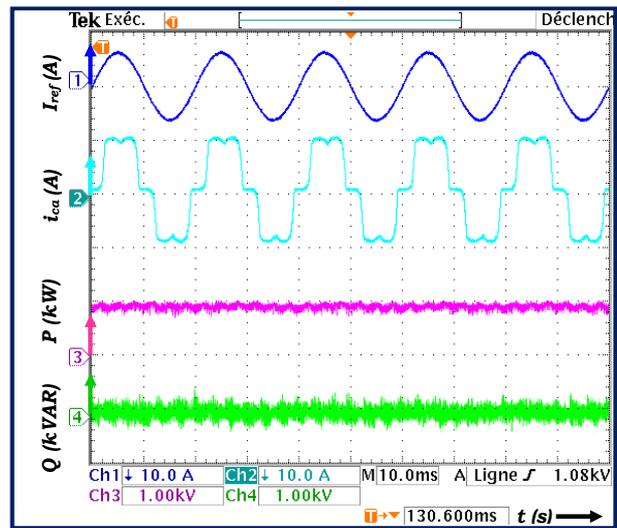


Figure III.32. Courant de référence $i_{ref}(A)$, Courant de charge $i_{ca}(A)$, puissances instantanées active $P(kW)$ et réactive $Q(kVAR)$ après mise en marche du FAPP.

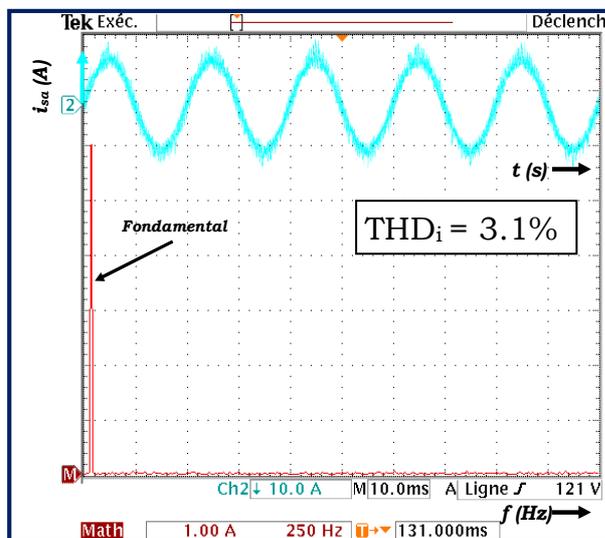


Figure III.33. Courant de source $i_{sa}(A)$ avec son spectre de fréquence

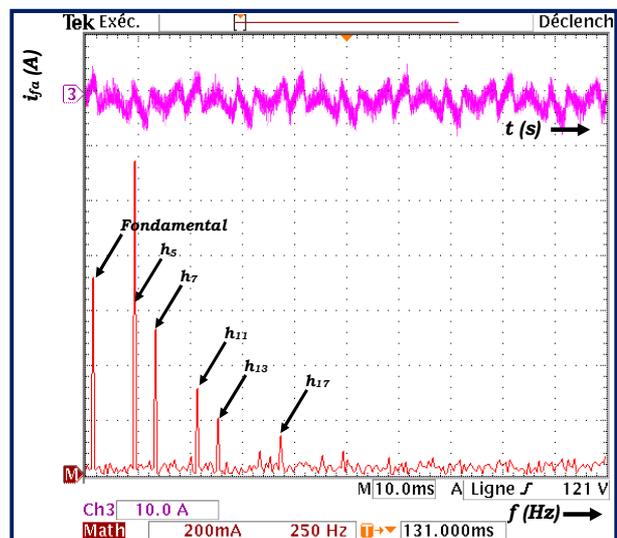


Figure III.34 Courant de compensation $i_{fa}(A)$ avec son spectre de fréquence

La figure III.32 présente, de haut en bas et pour la phase (a), le courant de référence $i_{ref}(A)$ généré par le bloc de commande par hystérésis du FAPP, le courant de charge $i_{ca}(A)$, les puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR) après mise en marche du FAPP.

D'après ces résultats, il apparait clairement qu'après la mise en marche du FAPP, en régime statique, ce dernier arrive à améliorer la qualité de l'énergie en compensant une bonne partie des harmoniques générés par la charge polluante. En effet, le courant de source i_{sa} , comme le montre la figure III.33, reprend sa forme sinusoïdale avec un THD_i qui décroît de 23.1% à 3.1%.

D'un autre côté, l'amélioration de la qualité d'énergie est prouvée par les résultats présentés d'une part par la figure. III.35 où l'on peut déduire que les tensions et les courants sont parfaitement en phase et d'autre part, par la figure. III.36 où l'on peut conclure que pratiquement la puissance réactive est complètement compensée.

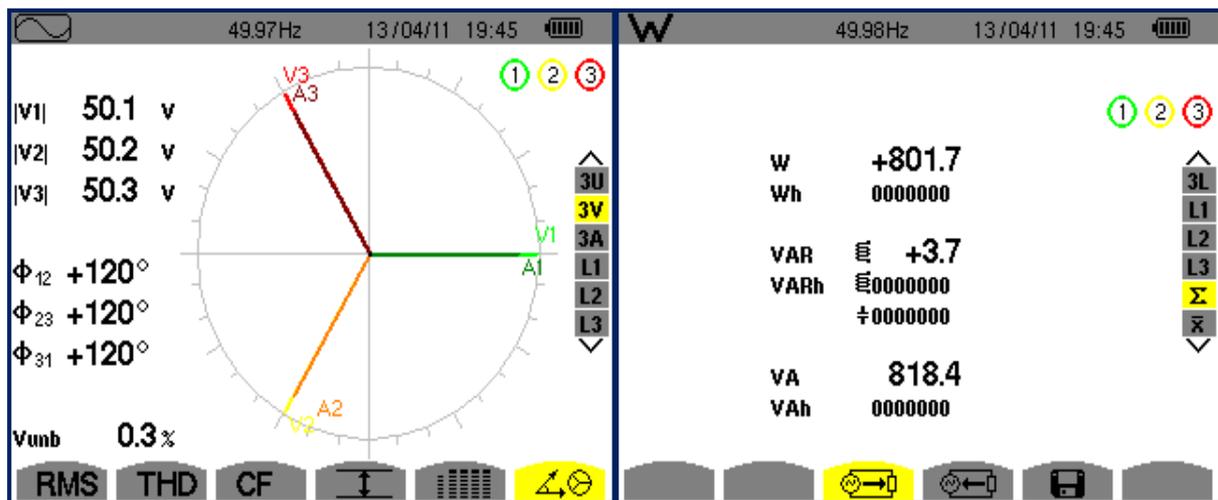


Figure III.35. Diagramme vectoriel : tension-courant, après filtrage

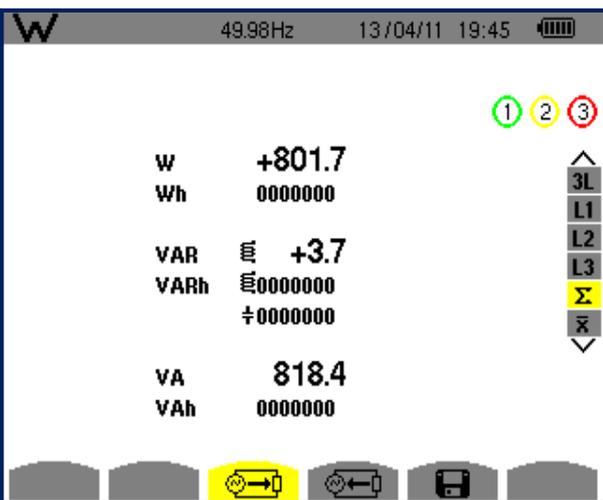


Figure III.36. Bilan des puissances du côté réseau, après filtrage.

III-2.4.3 Comportement du FAPP en régime dynamique

Afin de valider expérimentalement la robustesse de la commande à hystérésis appliquée au FAPP, durant un régime transitoire, nous avons procédé selon deux mode de fonctionnement, à savoir :

- Mise en service du FAPP à un instant t
- Mise en service du FAPP à un instant t puis variation brusque de la charge non linéaire.

Il à noter qu'avant de mettre le FAPP en service, nous commençons respectivenet par :

1. Charger le bus continu de l'onduleur sans pour autant avoir envoyé d'ordre de commande aux interrupteurs. Dans ce cas, les IGBTs de l'onduleur sont bloqués et le courant limité par l'inductance L_f , circule à travers les diodes montées en antiparallèle et vient charger l'élément de stockage C_{dc} .

2. Mettre sous tension du réseau progressivement afin d'éviter les gradients de courants trop importants dans les diodes.

3. Donner les ordres de commande des IGBTs, ainsi la charge du condensateur C_{dc} peut donc s'achever et la tension du bus continu V_{dc} peut atteindre la valeur imposée par la consigne de la régulation de tension ($V_{dc-ref} = 142V$).

a- Mise en service du FAPP

Sur la figure III.37 est illustré respectivement de haut en bas et pour la phase (a), le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, la tension du bus continu V_{dc} (V) et le courant de compensation $i_{fa}(A)$, injecté par le FAPP dans le réseau électrique.

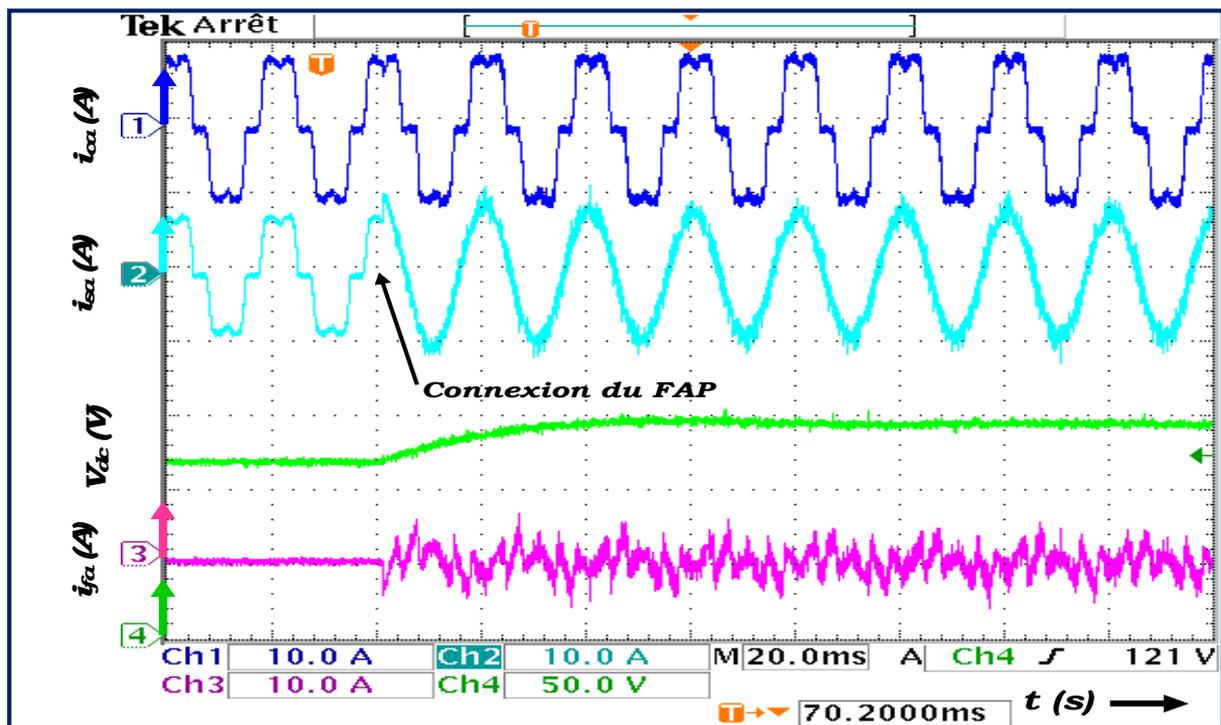


Figure III.37 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A).

Au démarrage du test, quand le FAPP n'est encore mise en route, le courant de source i_{sa} est semblable au courant de la charge non linéaire i_{ca} caractérisé par un spectre riche en harmoniques avec un $THD_i = 3.2\%$, ce qui est normale du moment que le FAPP n'injecte aucun courant de compensation ($i_f = 0$).

Le bus continu est à ce moment-là préchargé à sa valeur initiale ($V_{dco} = 118V$), comme cela été expliqué au paragraphe précédent.

Ensuite, à un instant quelconque t , nous mettons en marche le FAPP. Ce dernier injecte instantanément le courant de compensation i_f dans le réseau électrique permettant ainsi de rendre la forme sinusoïdale au courant de source i_s et d'être en phase avec la tension de source v_s . Par ailleurs, la tension du bus continu converge vers sa valeur de référence ($V_{dc_ref} = 142 V$) après un retard de 60ms. [Sar 11a].

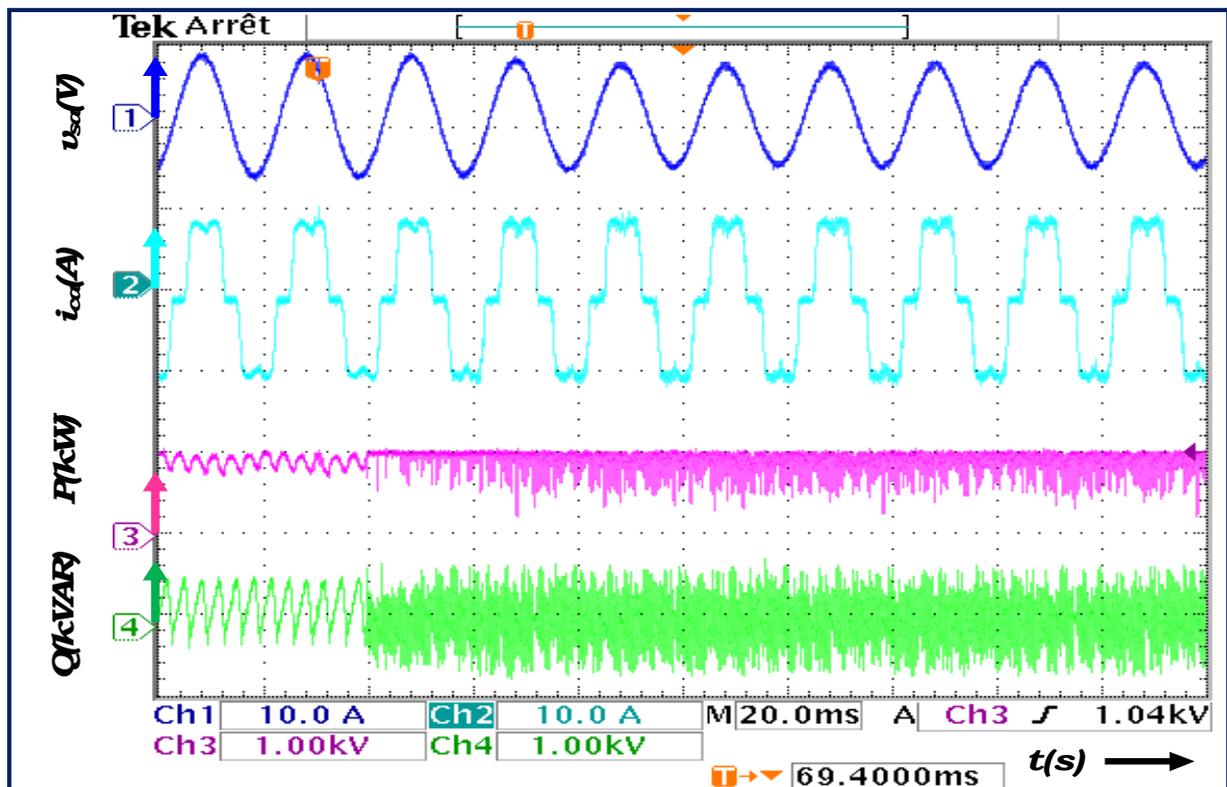


Figure III.38 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)

La figure III.38 illustre les formes d'ondes de la puissance instantanée active P et réactive Q en plus de celles de la tension de source v_{sa} et du courant de charge i_{ca} , avant puis après la mise en marche du FAPP.

D'après ces résultats, nous déduisons qu'à l'instant t correspondant à la mise en route du FAPP, la puissance instantanée P délivrée au niveau de la source reprend instantanément sa valeur initiale alors que l'énergie réactive Q tend vers zéro et continue à osciller autour de cette valeur.

b-Mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge

Dans cette partie, nous allons étudier la rapidité et la robustesse de la commande par hystérésis appliquée au FAPP en testant expérimentalement le système global, d'une façon successive, vis-à-vis à la mise en service du FAPP à un instant t suivis d'un changement brusque de la charge non linéaire.

Le résultat de cet essai est illustré par la figure III.39, où l'on a représenté, de haut en bas et pour la phase (a), les formes d'ondes du courant de charge i_{ca} (A), le courant de source i_{sa} (A), la tension du bus continu V_{dc} (V) et finalement le courant du FAPP i_{fa} (A).

De cette figure, nous déduisons qu'avant l'activation du FAPP via sa commande (donc $i_f = 0$), le courant de source i_{sa} est identique au courant de la charge non linéaire i_{ca} caractérisé par un THD_i assez élevé (donc riche en harmonique) et que le bus continu est préchargé jusqu'à sa valeur initiale ($V_{dc0} = 118V$).

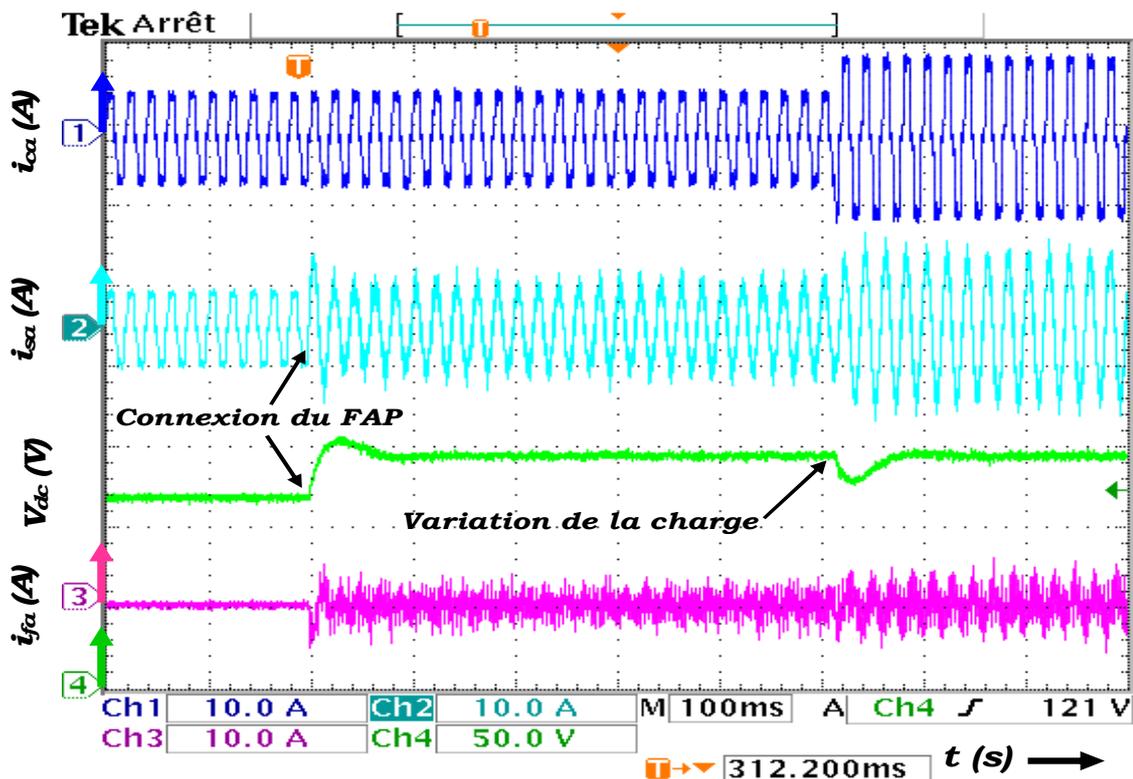


Figure III.39 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A).

Dès la connexion du FAPP au réseau (Figure III.39), il apparaît clairement que le courant de source i_s devient sinusoïdal après un retard 40ms et que la tension du bus continu V_{dc} converge vers sa référence $V_{dc.ref} = 142$ V après un transitoire de 8ms.

Juste après la mise en service du FAPP, la charge non linéaire subit, à l'instant t_1 , un changement brusque (diminution de sa valeur de presque 50%). La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPP est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoidal et in affecté par les ce saut de charge. Par ailleurs, nous constatons aussi que la tension V_{dc} du bus continu demeure également régulée à sa valeur de consigne $V_{DC_réf} = 142$ V après un transitoire de 80ms et ce, avoir subit un creux de tension de 20 V pendant ce transitoire.

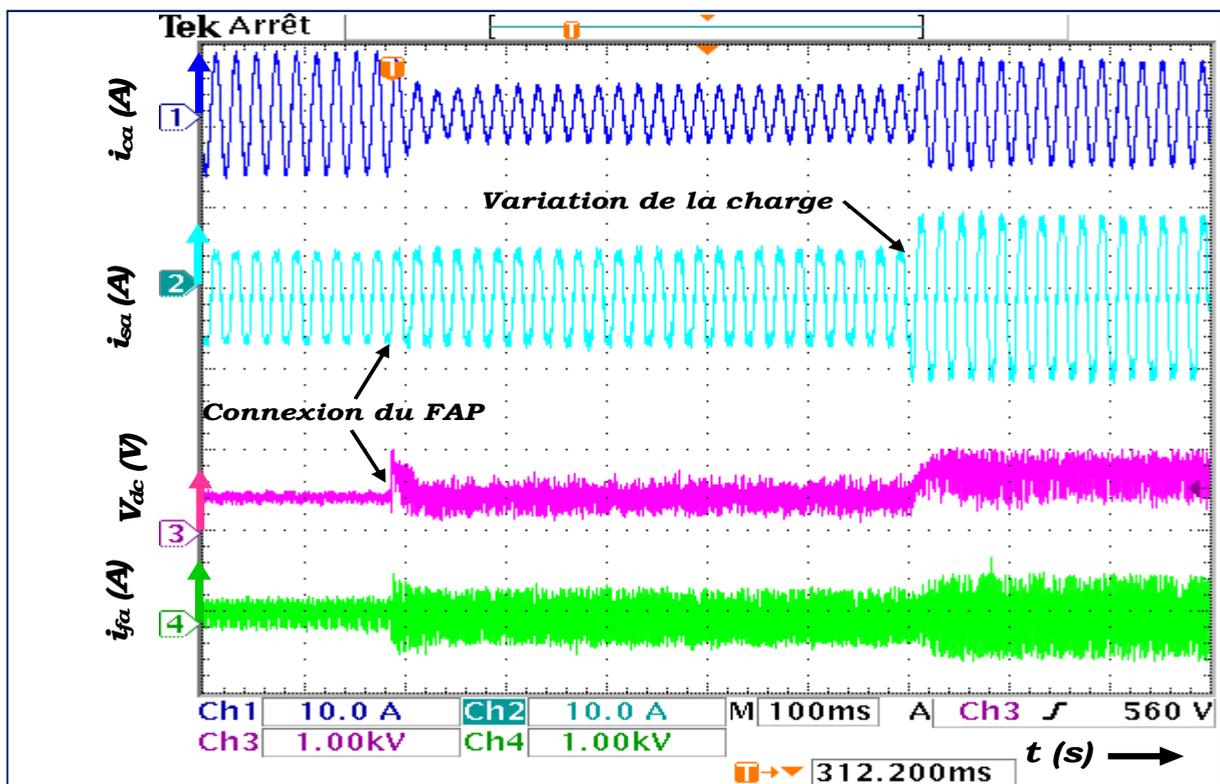


Figure III.40 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)

Par ailleurs, à partir des résultats expérimentaux de la Figure III.40, nous observons aussi que la puissance active P subit une augmentation relative à ce saut de charge, cependant l'énergie réactive Q continue à osciller autour de sa valeur moyenne nulle.

En conclusion, tous ces résultats de simulations et expérimentaux obtenues sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAPP et confirment la bonne réponse dynamique de la stratégie de commande appliquée.

III.3 - Commande par la méthode des puissances instantanées (p-q). [Sar 11].

III.3.1- Principe

La méthode des puissances instantanées est une méthode temporelle. Elle a été utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète). Cette méthode a été introduite par H. Akagi [Aka 83].

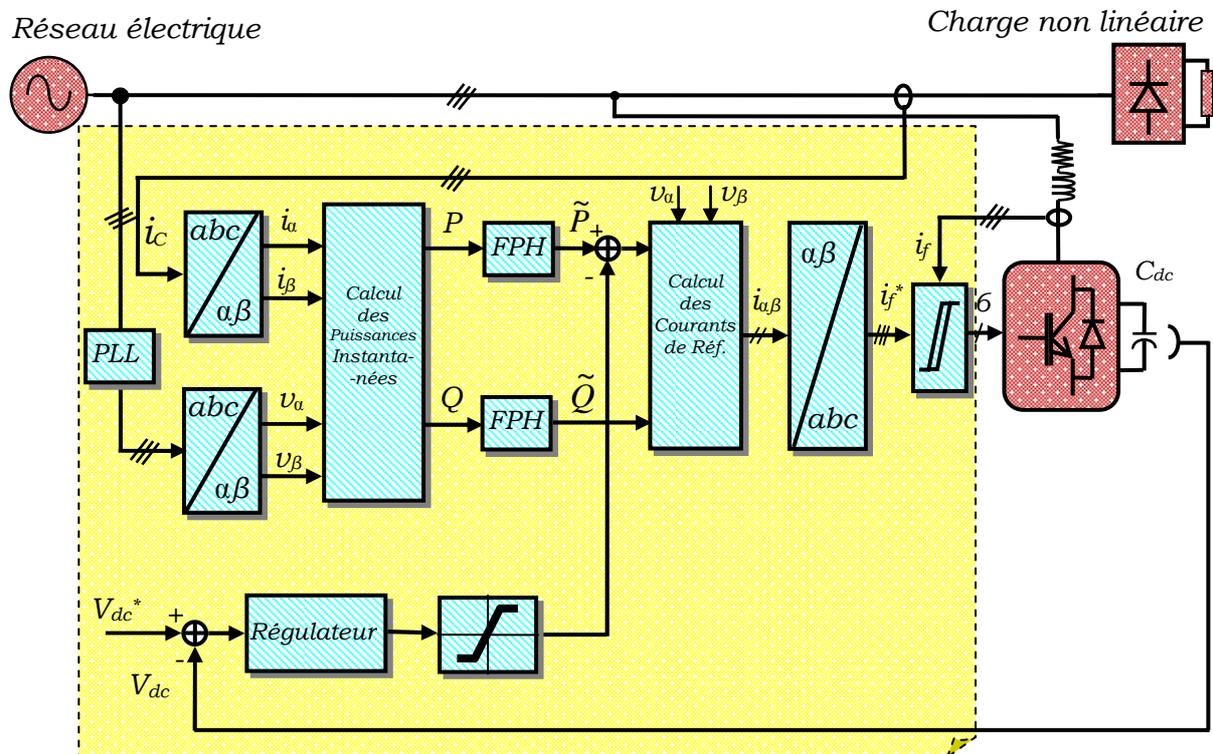


Figure III.41. Commande du FAPP par la méthode des puissances active et réactive instantanées

Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère $\alpha\text{-}\beta$) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées.

Notons qu'en présence des harmoniques, la apparente est composée de trois parties :

- Active (P),
- Réactive (Q)
- Déformante (D)

Comme l'indique la relation III.11

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{III.11}$$

Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions simple (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) du système triphasé trois (03) fils (sans composante homopolaire), et aux courants (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) absorbés par les charges non linéaire. La transformation α - β permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{III.12}$$

Et la relation des courants suivante :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{III.13}$$

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

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{ca} + V_{sb} \cdot i_{cb} + V_{sc} \cdot i_{cc} = V_\alpha \cdot I_\alpha + V_\beta \cdot I_\beta \quad \text{III.14}$$

L'avantage de la transformation α - β est la séparation des séquences homopolaires d'un système triphasé quatre fils de courant ou de tension.

De la même façon, la puissance imaginaire instantanée peut à son tour s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb}) \cdot i_{cc} + (V_{sb} - V_{sc}) \cdot i_{ca} + (V_{sc} - V_{sa}) \cdot i_{cb}] = V_\alpha \cdot I_\beta - V_\beta \cdot I_\alpha \quad \text{III.15}$$

A partir des relations III.13 et III.14, nous pouvons établir la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III.16}$$

Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Sachant que chacune des puissances p et q comporte une partie continue et partie alternative, nous pouvons les écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad \text{III.17}$$

Avec :

- \bar{p} une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
- \bar{q} une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
- \tilde{p} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension. [Ala 02]

Dans la méthode classique des puissances instantanées [Aka 83], on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. (Figure III.42)

Les deux types de filtre que l'on peut utiliser pour extraire la composante alternative sont représentés la figure suivante :

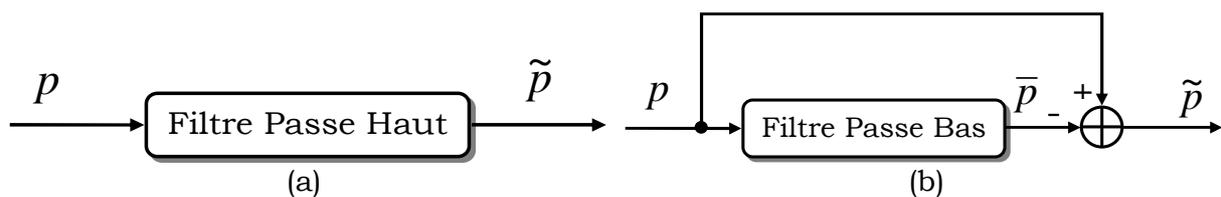


Figure III.42 Types de Filtres d'extraction de la composante alternative

L'ordre du filtre passe bas (ou passe haut) utilisé définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification.

Par ailleurs, nous pouvons déduire les courants dans le repère α - β en inversant la relation (III.12) comme le montre l'équation (III.13)

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{III.18}$$

En combinant les équations (III.12) et (III.13), le courant peut être séparé, dans le repère α - β , en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Nous obtenons alors en posant $\Delta = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \quad \text{III.19}$$

Δ est supposé constante pour un réseau parfaitement sinusoïdal et équilibré.

De l'équation III.14 nous pouvons conclure que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère α - β revient à séparer des composantes continues des puissances réelle et imaginaire instantanées.

La transformée de Concordia inverse nous permet alors d'obtenir les courants de références triphasés ($I_{refa}, I_{refb}, I_{refc}$) donnés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III.20}$$

III.3.2- Boucle de régulation du courant du FAPP.

La figure III.43 illustre le schéma équivalent par phase de la boucle du courant du FAP.

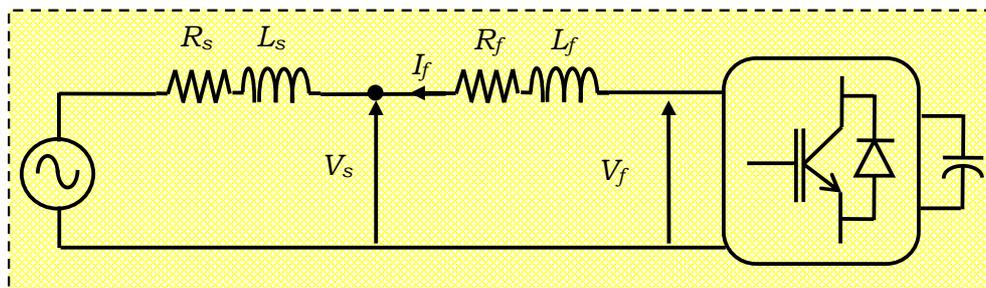


Figure III.43 Schéma équivalent par phase du filtre de couplage

En négligeant la valeur de la résistance R_f du filtre de couplage, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_f = \vec{V}_f - \vec{V}_s \quad \text{III.21}$$

Soit
$$\Delta \vec{I}_f = \vec{I}_f^* - \vec{I}_f \quad \text{III.22}$$

A partir des équations III16. et III17. nous pouvons alors déduire l'expression suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta \vec{I}_f = (\vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} d\vec{I}_f^*) - \vec{V}_f \quad \text{III.23}$$

Si l'on définit une tension de référence V_f^* comme suit :

$$\vec{V}_f^* = \vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} d\vec{I}_f^* \quad \text{III.24}$$

Nous remarquons que cette tension de référence V_f^* est composée de deux termes. Le premier représente la tension du réseau V_s directement mesurable. Le second représente la chute de tension aux bornes de l'inductance de couplage L_f lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la figure III.38, où $G(s)$ est la fonction de transfert de l'onduleur de tension dont la modélisation est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} G(s) = \frac{K}{1 + \tau.s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \end{cases} \quad \text{III.25}$$

Où V_p représente l'amplitude de la porteuse triangulaire et τ un retard utilisé dans le calcul des courants perturbateurs.

Par ailleurs, nous pourrions considérer le gain K comme étant égal à 1 dans le cas où $V_{dc}=2.V_p$. et $\tau=T_e$. (T_e période d'échantillonnage).

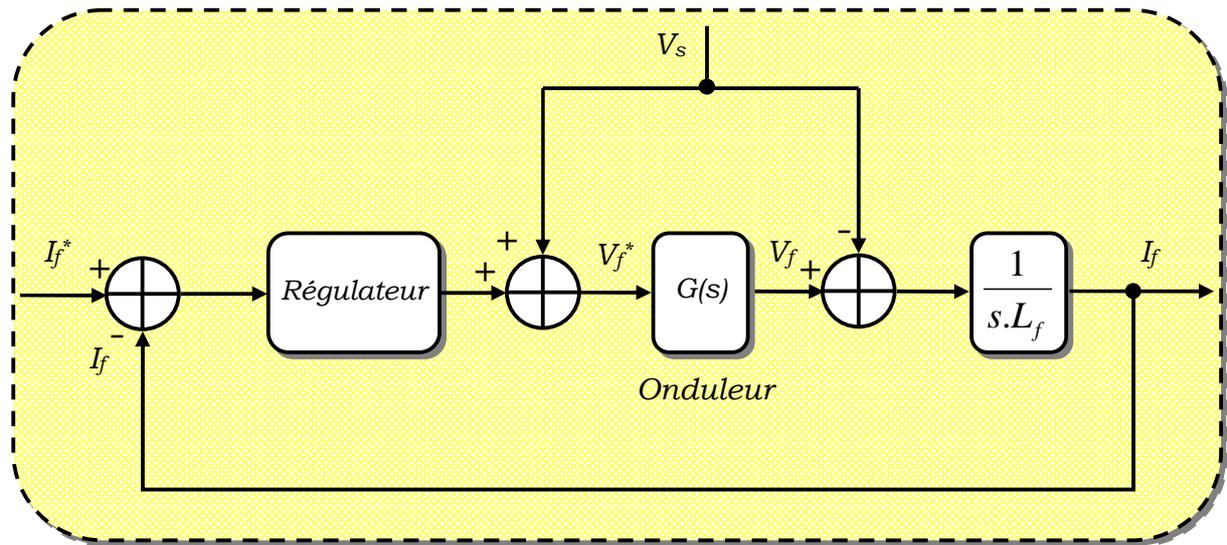


Figure III.44 : Boucle de régulation des courants du FAPP

III.3.3- Boucle de régulation du bus continu.

Les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie) sont la principale cause susceptible de modifier la tension moyenne V_{dc} du bus continu, et qui de ce fait doit être maintenue à une valeur fixe. La régulation de cette tension V_{dc} doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice \tilde{p} et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc} .

La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée (V_{dc}^*). Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel simple (K) avec une action de filtrage au préalable sur la tension mesurée V_{dc} , réalisée par un filtre passe-bas du deuxième ordre de manière à atténuer les fluctuations à 300 Hz.

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad \text{III.26}$$

Pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence V_{dc}^* , la relation III.21 peut être linéarisée pour devenir:

$$P_c = C_{dc} \cdot V_{dc}^* \frac{d}{dt}(V_{dc}) \quad \text{III.27}$$

Soit en lui appliquant la transformation de Laplace :

$$P_c(s) = C_{dc} \cdot V_{dc}^* \cdot s \cdot V_{dc}(s) \quad \text{III.28}$$

Donc :

$$V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{V_{dc}^* \cdot C_{dc} \cdot s} \quad \text{III.29}$$

La régulation de la tension du bus continu en boucle fermée est représentée par le schéma bloc de la figure III.39 en prenant en considération le régulateur proportionnel K dont le paramètre doit être choisi de façon à obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du FAP.

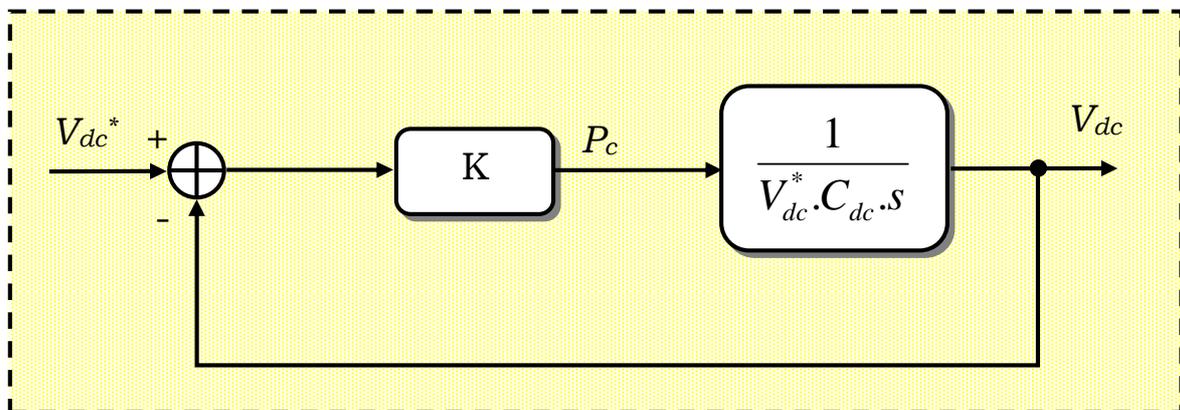


Figure III.45 Régulation de la tension V_{dc} du bus continu.

III.3.4- La PLL classique

Comme nous l'avons montré précédemment, la tension du réseau doit être sinusoïdale et équilibrée, sinon la méthode des puissances instantanées n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, le système à base de PLL (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) est proposé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau.

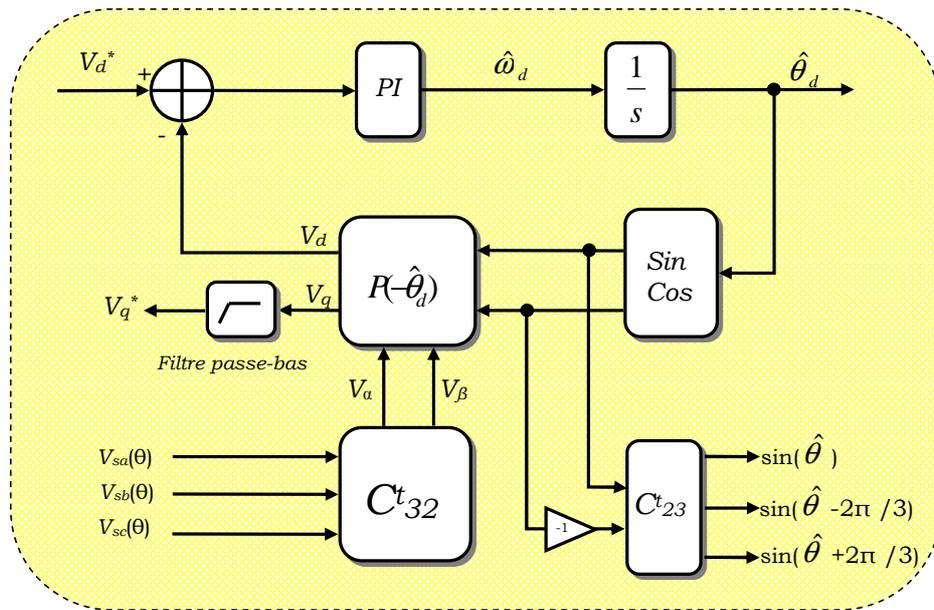


Figure III.46 -Schéma de PLL classique

Le principe de la PLL, dans notre cas, est basé sur l'emploi d'un simple régulateur PI . Son fonctionnement se base sur la transformation de Park dans le repère $d-q$.

A partir de la Fig. II .8, les tensions $V_{s_abc}(\theta)$, mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia ($\alpha-\beta$). Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation $P(-\hat{\theta}_d)$. L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation $\hat{\omega}_d$, est déterminé par le régulateur P . La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}_d$ sera égal à $\hat{\theta}$.

Les tensions simples mesurées au point de raccordement dans le repère $\alpha-\beta$ sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(\theta) \\ V_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{III.30}$$

Puis en appliquant la transformée de Park (d,q) avec un angle de rotation $\hat{\theta}_d$ donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III.31}$$

Nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \approx \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta) \\ -\cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad \text{III.32}$$

Où V_m est la valeur efficace la tension du réseau.

La PLL sera verrouillé lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}$ sera égal à l'angle θ du réseau , ce qui implique que $\Delta\theta = 0$, nous pouvons ainsi écrire :

$$\text{et } \begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3}V_m \end{cases} \quad \text{III.33}$$

III.3.5- Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant l'étude effectuée de ce type de commande que nous venons de développer à savoir la méthode des puissances active et réactive instantanées. Nous l'appelons *la commande p-q*.

D'autre part, les travaux de simulation et d'expérimentation concernant cette *commande p-q* sont réalisés en reprenant les mêmes paramètres utilisés avec la méthode précédente et qui sont récapitulés dans le tableau III.2.

III.3.5.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPP

Au début, dans le but de confirmer les effets dus à la connexion d'une charge non linéaire à un réseau électrique, nous considérons le montage de la figure III.47 où : (Voir § III.2.2.1).

- Le réseau électrique est représenté par une source de tension triphasée parfaitement sinusoïdale d'amplitude V_s , de fréquence f , d'impédance interne (R_s, L_s).
- La charge non linéaire, génératrice des courants harmoniques et consommant de la puissance réactive, est modélisée par un pont redresseur triphasé PD3 débitant sur une charge inductive d'impédance (R_D, L_D)

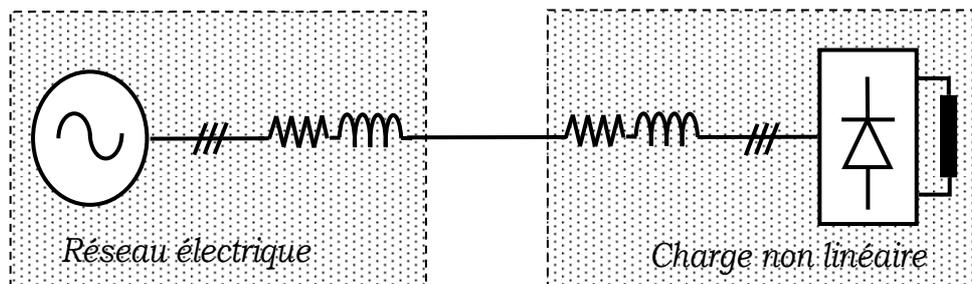


Figure III.47 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire

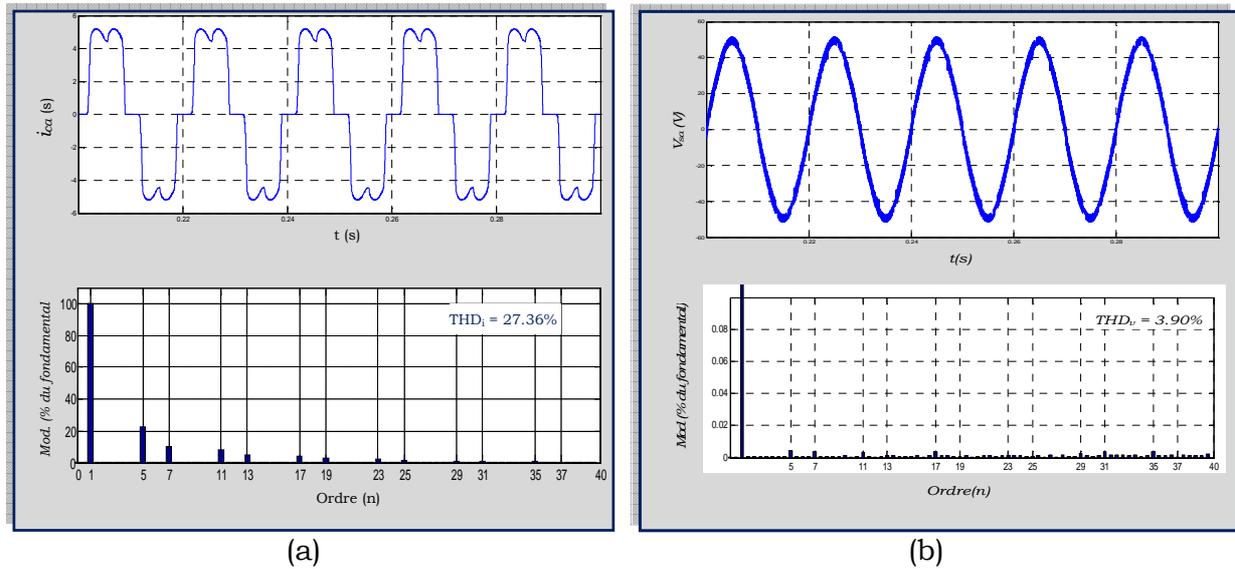


Figure III.48-Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre

Après simulation du système (réseau électrique - charge non linéaire) sous environnement Matlab/Simulink, nous avons obtenue les résultats représentés par la figure III.48 où est illustrée la forme d'onde du courant du réseau avec son spectre fréquentiel (figure III.48-a) ainsi que celui de la tension du réseau (figure III.48-b), et ce, avant la mise en service du FAPP.

D'après ces résultats, comme nous l'avons déjà mentionné avec la commande à hystérésis, nous constatons que le courant du réseau i_s est loin d'être sinusoïdal, car il est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 27.36%. Il en est identique au courant de charge i_c , bien que la tension v_s qui l'alimente soit sinusoïdale (Figure III-48). Par conséquent, la puissance réactive consommée par cette charge non linéaire est assez élevée et le facteur de puissance est inférieur à l'unité.

III.3.5.2 Mise en service du FAPP :

Dans cette partie, nous allons évaluer la robustesse de la commande $p-q$ appliquée au FAPP en régime transitoire lors de la mise en service du FAPP d'une part, et quand la charge non linéaire subit un changement brusque. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures III.49-51.

Sur la figure III.49 est présenté, de haut en bas et pour une seule phase (a), les formes d'ondes de la tension du réseau v_{sa} (V), du courant de la charge

polluante i_{ca} (A), du courant du réseau i_{sa} (A), du courant i_{fa} (A) de compensation injecté par le FAPP dans le réseau et de la tension du bus continu V_{dc} (V).

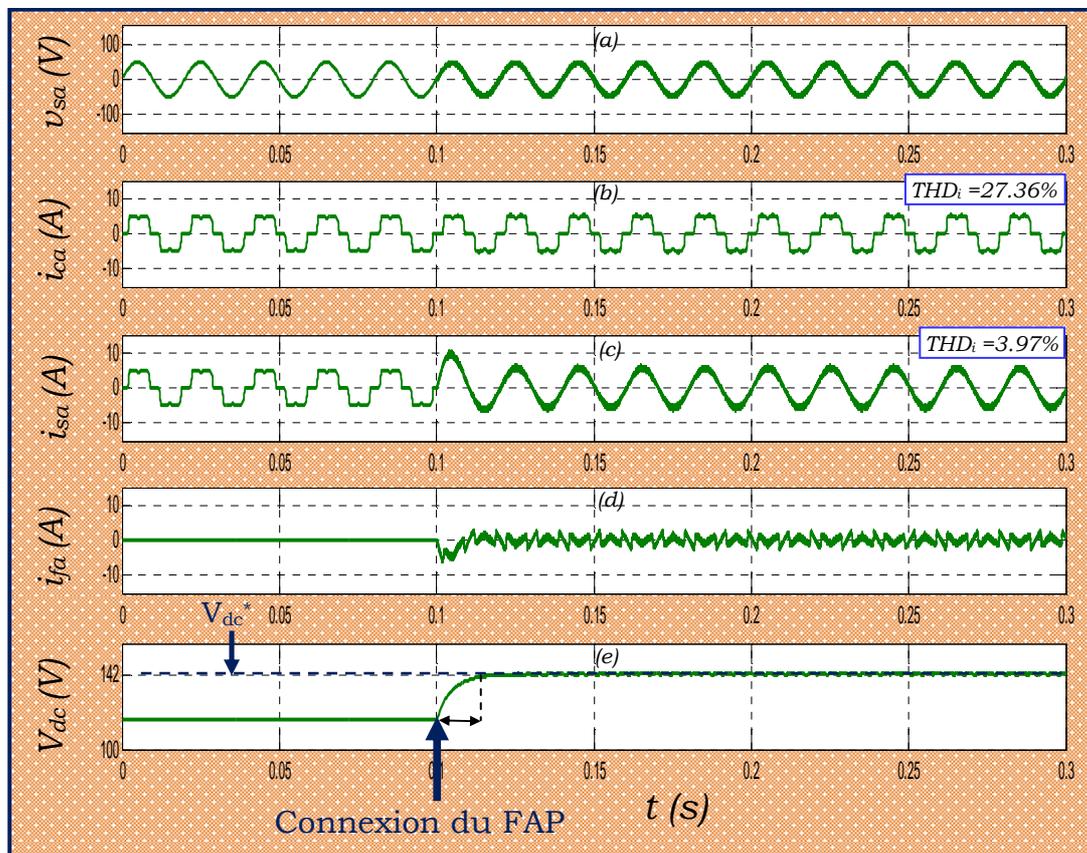


Fig. III.49 Résultats de simulation après la mise en service du FAPP à $t=0.1s$

À partir de ces résultats, nous pouvons observer qu'au démarrage du test (Figure III.47), la charge non linéaire type source de courant, représentée ici par un pont redresseur PD3 débitant sur une charge purement inductive (R_{D1} en série avec L_{D1}), est directement alimentée par le réseau électrique équilibré (le filtre n'étant pas encore connecté au système), par conséquent le bus continu se charge jusqu'à la valeur de la tension de sortie du pont à diode (PD3) estimé à 118V. Puis, à l'instant $t = 0.1s$ correspondant à la mise en route du FAPP (connexion au système), il commence à injecter les courants de compensation i_f (Figure III.49-d), ce qui permet, après un transitoire de $t_r = 15 ms$, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoidaux (Figure III.49-d) avec un THD_i qui décroît de 27.36% à 3.97%, et d'être en phase avec leurs tensions correspondantes.

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus continu (aux bornes du condensateur de stockage C_{dc}) arrive à atteindre très rapidement son niveau de potentiel de référence V_{dc_ref} fixé à 142 V (Figure III.49-e) et ce, après un transitoire de voisinant les 15 ms

(3/4 de période), ce qui atteste de la bonne dynamique de la commande p-q si nous la comparons à la commande à hystérésis.

D'autre part, la Figure III.50, sur laquelle sont illustrés les formes d'onde concernant les puissances instantanées active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut (Figure III.41 et 42). Ainsi, nous remarquons que dès la mise en service du FAPP (correspondant à l'instant $t=0.1s$ sur la figure), la puissance active reprend sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro.

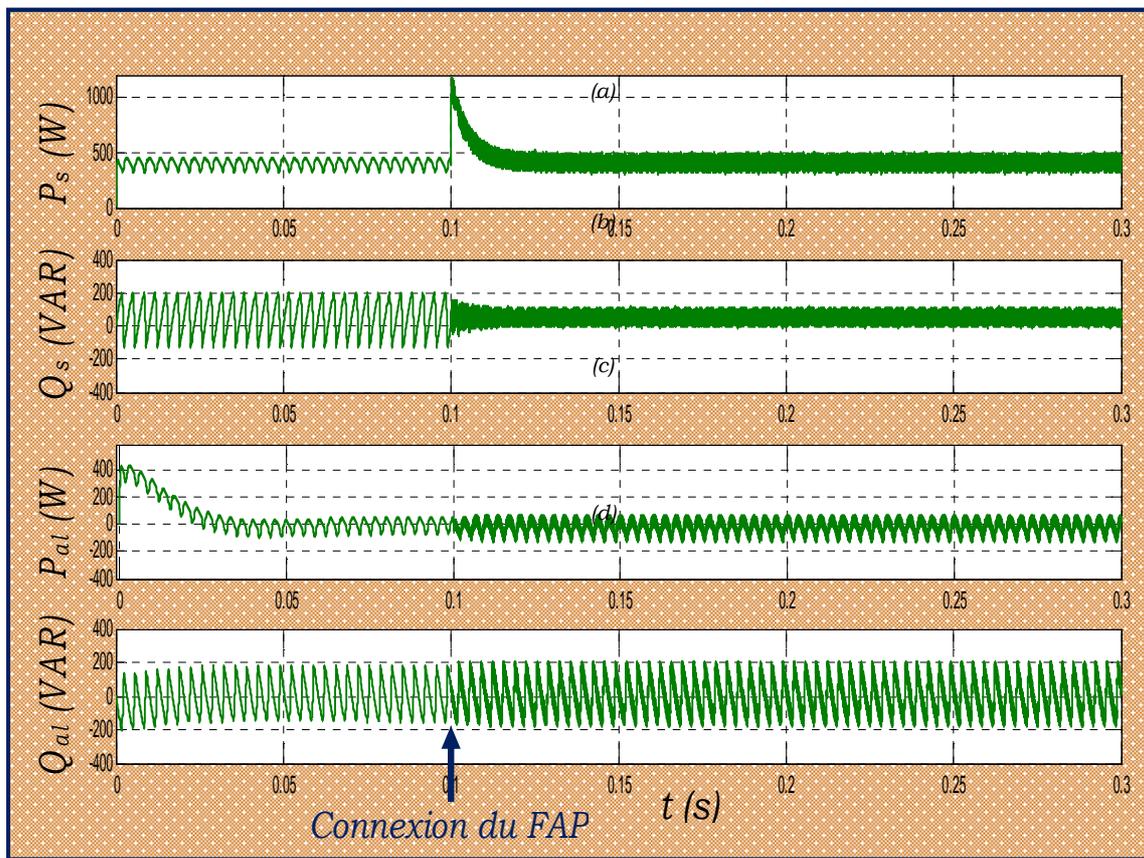


Fig. III.50 Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q avec leurs composantes alternatives, après la mise en service du FAPP à $t=0.1s$

De plus, sur la figure III.51, nous pouvons constater que dès la mise en service du FAPP à l'instant $t=0.1s$, le courant i_s et la tension V_s du réseau (Fig. III. 51-a), deviennent instantanément en phase et que le courant du réseau i_s poursuit parfaitement sa référence i_{s_ref} . (Fig. III. 51-b).

Au final, ces résultats de simulations avec un THD_i qui décroît de 27.36% à 3.97%, sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse FAPP envers tous les harmoniques.

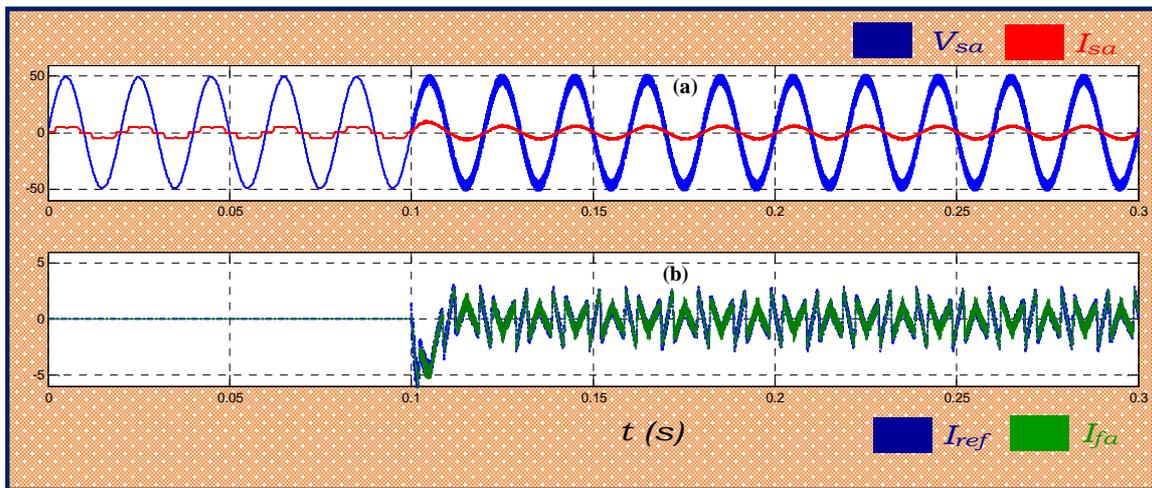


Fig. III. 51 Forme d'onde de V_{sa} - I_{sa} et I_{fa} - I_{ref} après la mise en service du FAPP à $t=0.1s$

III.3.5.3 Comportement du FAPP en régime transitoire:

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de simulations concernant le comportement en régime transitoire du FAPP commandé par la méthode p-q dont le principe est illustré par la figure III.41, lors de la connexion du FAPP au système (réseau, charge non linéaire) suivi d'un saut brusque de la charge.

Ce test se déroule de la manière suivante : Après mise en service du FAPP à l'instant $t=0.1s$, la charge non linéaire de type source de courant subit une augmentation brusque (passage de la valeur R_{D1} à R_{D2}) (Cf. Tableau III.2), à l'instant $t=0.2s$. Par la suite, cette même charge fait l'objet d'une diminution soudaine à l'instant $t=0.4s$. (Passage de la valeur R_{D2} à R_{D1}). Le compte rendu des résultats de simulations sont illustrés par les figures III.52 - 53.

La figure III.52 présente les formes d'ondes de la tension source V_{sa} , des courants de charge i_{ca} , de source i_{sa} et celle du courant de compensation i_{fa} injecter par le FAPP dans le réseau, ainsi que la tension V_{dc} du bus continu comparée à sa référence V_{DC_ref} . Il apparait clairement d'après ces résultats de simulation que dès la mise en service du FAPP à l'instant $t_1=0.06s$, il commence instantanément à dépolluer le réseau en injectant des courants de compensation i_f dans ce dernier (Figure.III.52-a) par conséquent le courant de source i_s devient sinusoïdal, et la tension V_{dc} du bus continue demeure bien régulée en se stabilisant à sa valeur de consigne V_{DC_ref} , après un court transitoire de l'ordre de 15ms (Figure.III.16-e). La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPP est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et inaffecté par les changements brusques de la charge non linéaire aux instants $t_2=0.2s$ et $t_3=0.4s$. En

effet, nous remarquons que suite à ce double sauts de charge, l'appel en courant est instantané sans pour autant affecter sa forme sinusoïdale ni sa qualité. Cependant, il y a eu un léger creux au niveau de la tension du bus continu de l'ordre de 3.5% pendant un transitoire de 30ms (Figure III.52-e).

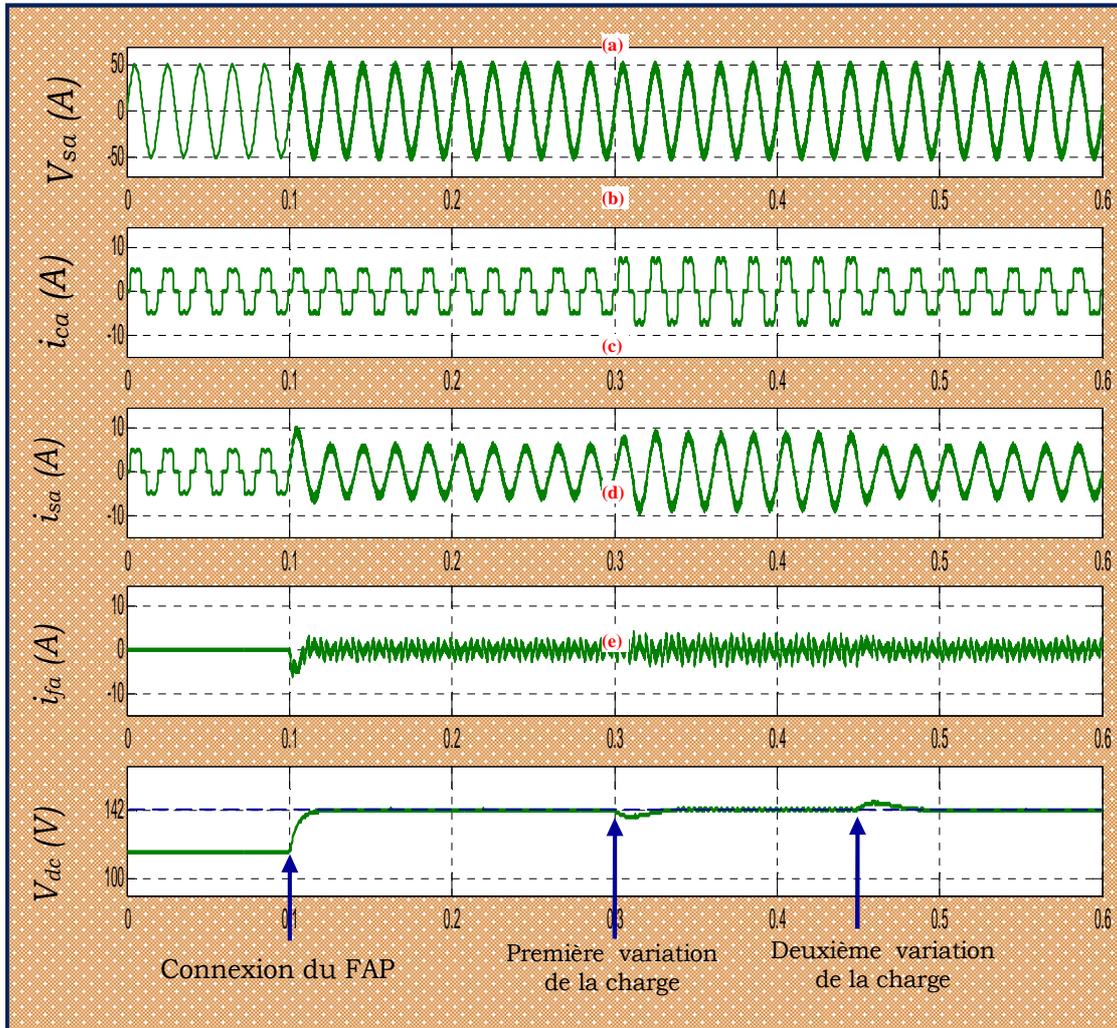


Figure.III.52 comportement du FAPP en régime dynamique

Par ailleurs, la figure III.53 expose les allures de la puissance instantanée active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut (Figure III.41 et 42). Ainsi, nous remarquons que dès la mise en service du FAPP (correspondant à l'instant $t=0.1$ s sur la figure) et lors du double saut de charge aux instants t_1 et t_2 , la puissance active reprend à chaque fois sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro, ce qui démontre la bonne robustesse de la commande p-q quant à la compensation de l'énergie réactive en régime transitoire.

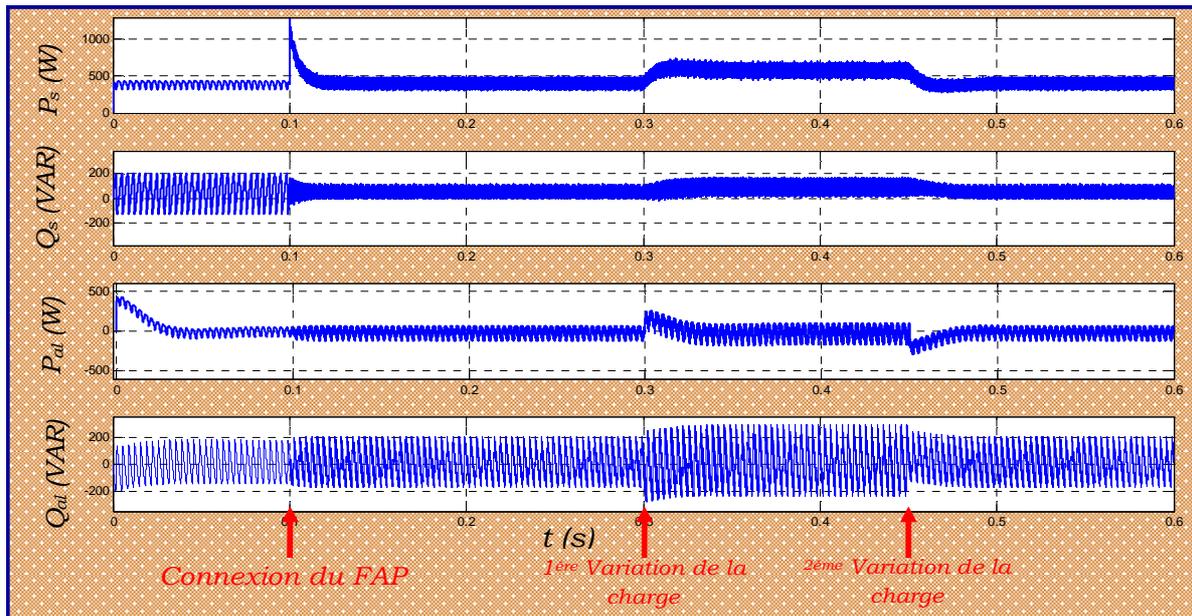


Fig. III.53 Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q en régime dynamique

En conclusion, tous ces résultats de simulations obtenues sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAPP et confirment la bonne réponse dynamique de la stratégie de commande appliquée.

III.3.6 Résultats expérimentaux relatifs à la commande p-q.

De la même manière qu'avec la commande à hystérésis (§ III.2), les essais expérimentaux sont réalisés dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres qu'en simulation (tableau III.2), afin de pouvoir mener une étude comparative. Dans cette partie, nous allons présenter la validation expérimentale de tous les résultats de simulations que nous avons déjà obtenus tant en régime dynamique qu'en régime statique dans le but d'évaluer la performance du FAPP et d'examiner la robustesse de sa *commande p-q* vis-à-vis à l'amélioration de la qualité de l'énergie du réseau électrique.

III.3.6.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPP

Les résultats expérimentaux avant la mise route du FAPP (réseau électrique triphasé, charge non linéaire) sont illustrés par la figure III.54. Sur la partie (a) de cette figure nous avons représenté la forme d'onde de la tension du réseau v_{sa} (pour la phase a) ainsi que le courant de source i_{sa} qui est identique dans ce cas là

au courant i_{ca} consommé par la charge polluante, du moment que le FAPP n'est pas encore mis en marche.

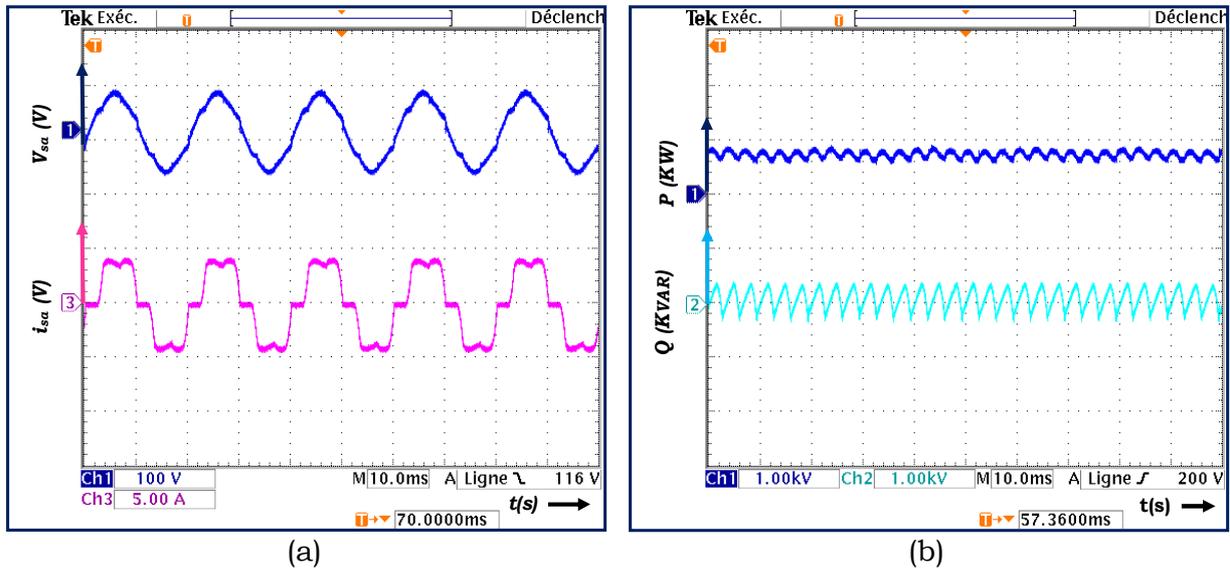


Figure III.54 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP
(a): V_{sa} (V), i_{sa} (A) et (b): P (kW), Q (kVAR).

La figure III.54-b représente les formes d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q fournies par le réseau.

A l'aide d'un analyseur de réseaux électriques triphasés CA8335 de Chauvin Arnoux, nous avons prélevé le THD avec la décomposition harmonique du courant réseau i_{sa} pour la phase (1), le diagramme vectoriel des tensions et courants et le bilan des puissances de la charge non linéaire.

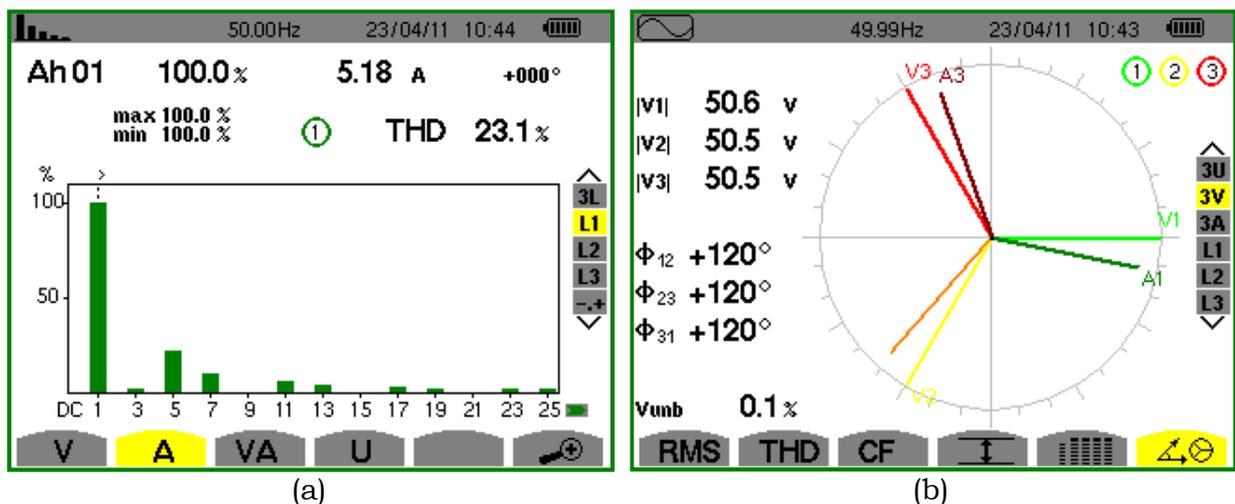


Figure III.55 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP
(a) : Spectre du courant de source (phase 1), (b) : Diagramme vectoriel

La figure III.55-a illustre l'analyse spectrale du courant de source avant la mise en service du FAPP avec $THD_i = 23.1\%$ qui est aussi confirmé par le relevé sur oscilloscope représenté par la figure III.56-a. La figure III.55-b présente le

diagramme vectoriel qui nous indique le déphasage entre les deux systèmes de tensions et de courants.

Le bilan des puissances consommées par la charge polluante est illustré par la figure III.656-b.

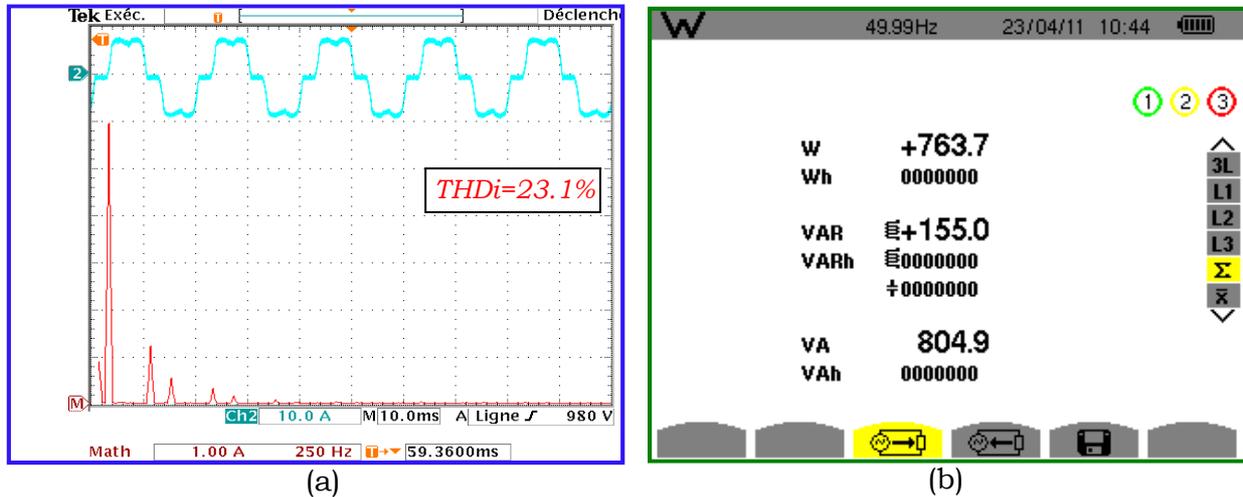


Figure III.56 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP
 (a) : Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre, (b) : Bilan des puissances de la charge.

III-3.6.2 Comportement du FAPP en régime permanent

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats expérimentaux concernant le comportement en régime permanent de la *commande p-q* appliqué au FAPP. Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire et du FAPP. Les figures III.57-61 expose le compte rendu relatif au comportement du FAPP en régime permanent.

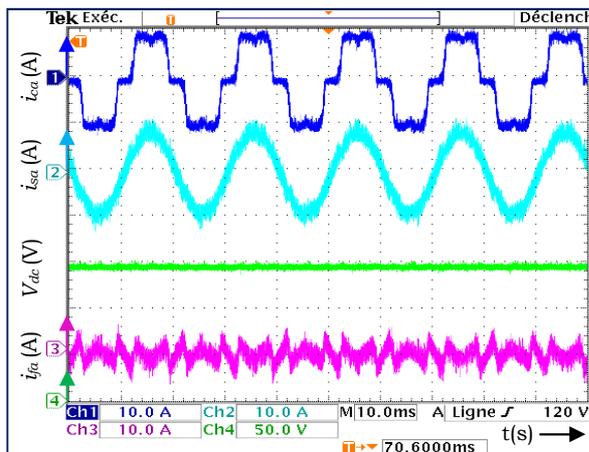


Figure III.57. Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de filtre i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V), après mise en service du FAPP.

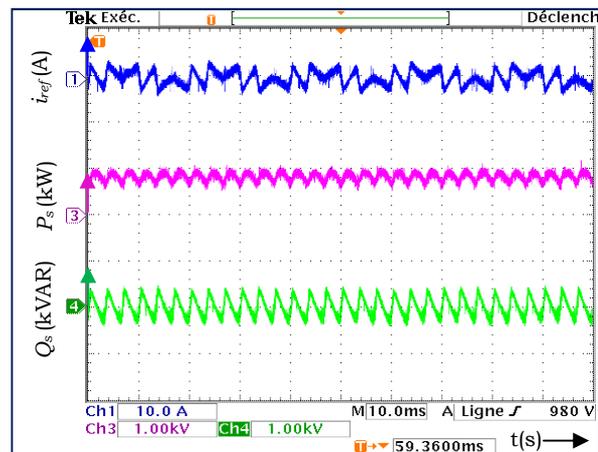


Figure III.58. Courant de référence i_{ref} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), après mise en service du FAPP.

La figure III.57 illustre, de haut en bas et pour la phase (a), le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, le courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$ après mise en marche du FAPP et la figure III.58 présente respectivement, la forme d'onde du courant de référence délivré par le bloc de la commande $p-q$ pour la phase (a) et l'allure des puissance instantanées active P et réactive Q, après la mise en marche du FAPP en régime permanent.

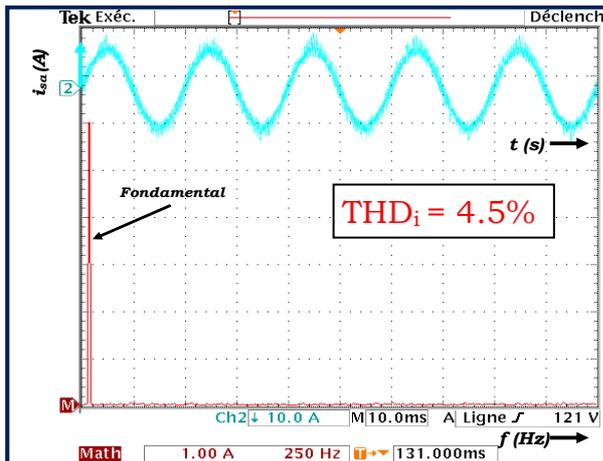


Figure III.59 Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPP.

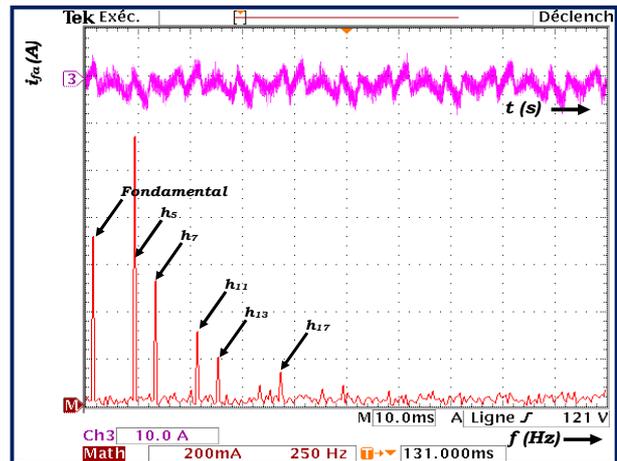


Figure III.60 Courant de compensation i_{fa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPP.

Par ailleurs, nous avons représenté sur la figure III.60 l'allure du courant de source i_{sa} (A) avec son spectre de fréquence et sur la figure III.61 celle du courant i_{fa} (A) injecté par le FAPP en permanence dans le réseau.

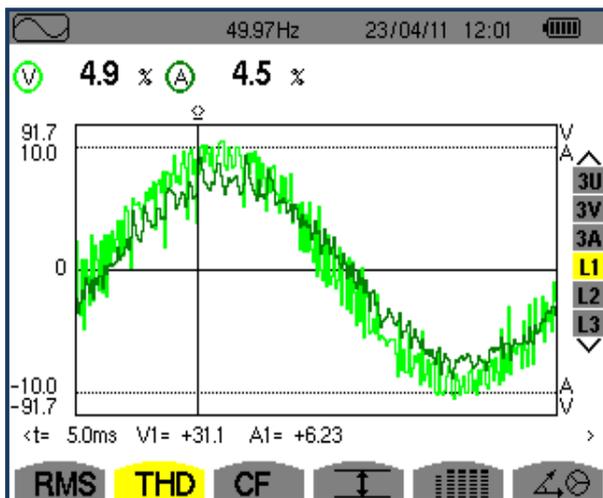


Figure III.61 Tension et courant de source (phase a), après la mise en service du FAPP.



Figure III.62. Bilan des puissances après la mise en service du FAPP.

En exploitant l'analyseur de réseau CA8335 nous avons relevé, d'une part sur la figure III.61, les signaux (pour la phase (a)) de la tension v_{sa} et du courant i_{sa} du

réseau avec leurs $THD_v = 4.9\%$ et $THD_i=4.5\%$ respectivement. D'autre part sur la figure III.61, est représenté le relevé du bilan des puissances instantanées concernant la charge non linéaire. Il faut noter, qu'un signal haute fréquence (HF) qui est dû aux commutations des interrupteurs de puissances de l'onduleur, en l'occurrence les transistors IGBT et les diodes, s'ajoute au signal de la tension du réseau v_s et dégrade par conséquent sa forme sinusoïdale avec un $THD_v = 4.9\%$ (Figure III.61).

D'après ces résultats expérimentaux en régime permanent, il apparaît clairement qu'après la mise en marche du FAPP par activation de la *commande p-q* qui lui est appliquée, ce dernier arrive à améliorer la qualité de l'énergie en compensant une bonne partie des harmoniques générés par la charge polluante par injection du courant i_f dans le réseau électrique (Figure III 60). En effet, le courant de source i_{sa} , comme le montre la figure III.59, reprend sa forme sinusoïdale avec un THD_i qui décroît de 23.1% à 4.5% et il est en phase avec la tension correspondante comme c'est représenté par la figure III.61.

De plus, l'amélioration de la qualité d'énergie est prouvée par les résultats présentés d'une part par la figure. III.62 où l'on peut déduire qu'une bonne partie la puissance réactive est compensée.

Au final, la tension du bus continu V_{dc} demeure bien régulée autour de sa tension de référence V_{dc_ref} imposée ici à 142 V avec la précision voulu en en ne présentant aucune perturbation.

III-3.6.3 Comportement du FAPP en régime dynamique

Dans cette section, nous allons présenter les résultats pratiques concernant le comportement en régime transitoire du FAPP commandé par la méthode p-q dont le principe est illustré par la figure III.41. Ainsi, dans le but de valider expérimentalement la robustesse de la *commande p-q* appliquée au FAPP durant un régime transitoire et par conséquent évaluer sa stabilité, nous avons réalisés les essais pratiques, comme pour la commande précédente, selon deux aspects de fonctionnement, à savoir :

- Mise en service du FAPP.
- Mise en service du FAPP suivi d'une variation brusque de la charge non linéaire.

Nous rappelons une fois de plus, qu'avant de mettre le FAPP en service, nous devons suivre les étapes suivantes:

1. Charger le bus continu de l'onduleur sans pour autant avoir envoyé d'ordre de commande aux interrupteurs. Dans ce cas, les IGBTs de l'onduleur sont bloqués et le courant limité par l'inductance L_f , circule à travers les diodes montées en antiparallèle et vient charger l'élément de stockage C_{dc} .
 2. Mettre sous tension du réseau progressivement afin d'éviter les gradients de courants trop importants dans les diodes.
 3. Donner les ordres de commande des IGBTs, ainsi la charge du condensateur C_{dc} peut donc s'achever et la tension du bus continu V_{dc} peut atteindre la valeur imposée par la consigne de la régulation de tension ($V_{dc-ref} = 142V$).
- Notons aussi, que ces essais sont réalisés avec le même banc expérimental détaillé au paragraphe III.2.3, et avec les mêmes paramètres récapitulés dans le Tableau III.2.

a- Mise en service du FAPP

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats pratiques du système global (réseau, charge non linéaire et FAPP) sachant qu'au démarrage la commande n'est pas encore appliquée au FAPP, par conséquent il ne délivre aucun courant. Les figures III.63-66 résume les résultats de cet essai.

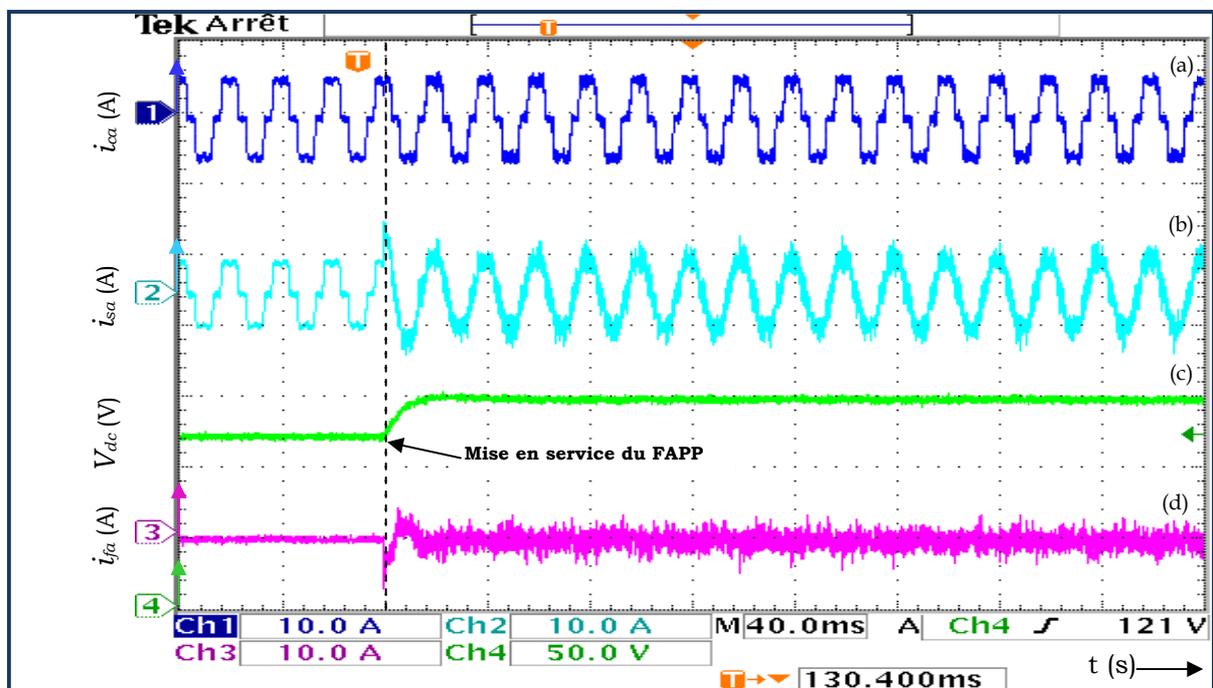


Figure III.63 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A)

La figure III.63 illustre respectivement de haut en bas et pour la phase (a), le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, la tension du bus continu V_{dc} (V) et le courant de compensation $i_{fa}(A)$, injecté par le FAPP dans le réseau électrique. Au démarrage du test, quand le FAPP n'est encore mise en route, le courant de source i_{sa} est identique au courant de la charge non linéaire i_{ca} caractérisé par un spectre riche en harmoniques avec un assez élevé $THD_i = 23.1\%$, ce qui est logique du moment que le FAPP n'injecte à ce moment-là aucun courant de compensation ($i_f = 0$) dans le réseau électrique. Par conséquent, le bus continu est à ce moment-là préchargé à sa valeur initiale ($V_{dc0} = 118V$).

A partir de la figure III.63, nous pouvons observer qu'au démarrage, c'est-à-dire avant la connexion du FAPP, le courant de source i_s est identique au courant de charge i_c . Une fois le AFPP mise en marche en activant sa commande, il injecte instantanément le courant de compensation i_f (Figure III.63-d) dans le réseau électrique permettant ainsi de rendre la forme sinusoïdale au courant de source i_s (Figure III.63-b) et d'être en phase avec la tension de source v_s . Par ailleurs, la tension du bus continu converge vers sa valeur de référence ($V_{dc_ref} = 142 V$) après un transitoire très court de 15ms, ce qui témoigne de la bonne dynamique vis-à-vis au temps de réponse de la commande en puissance $p-q$ (Figure III.63-c).

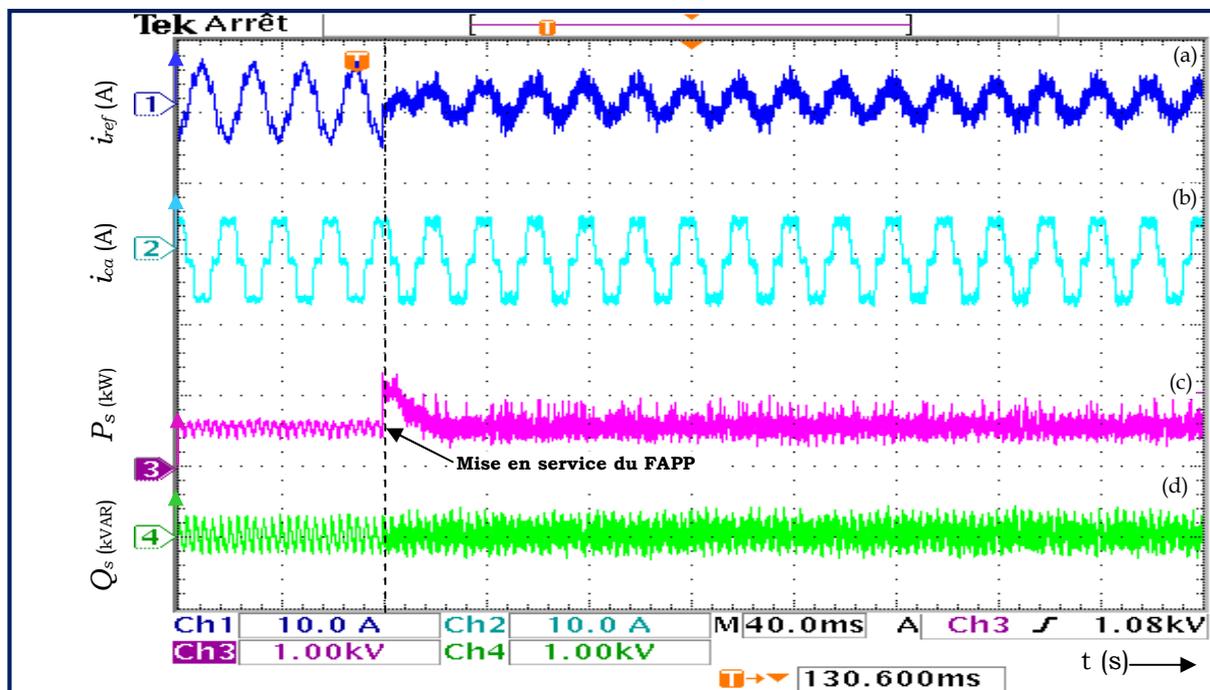


Figure III.64 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de référence i_{ref} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)

Par ailleurs, sur la figure III.38 où est illustré les formes d'ondes de la puissance instantanée active P et réactive Q en plus de celles des courant de référence i_{ref} et de charge i_{ca} , nous déduisons qu'à l'instant correspondant à la mise en route du FAPP, la puissance instantanée P délivrée au niveau de la source reprend instantanément sa valeur initiale (Figure III.64-c), alors que l'énergie réactive Q tend vers zéro et continue à osciller autour de cette valeur (Figure III.64-d).

b- Mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge

L'évaluation de la rapidité et la robustesse de la *commande p-q* appliquée au FAPP sera étudiée dans cette partie. Nous allons tester expérimentalement le comportement du système en régime transitoire lors de la mise marche du système FAPP suivis d'un changement brusque de la charge non linéaire.

Le résultat de cet essai est illustré par la figure III.65, où l'on a représenté, de haut en bas et pour la phase (a), les formes d'ondes du courant de charge i_{ca} (A), le courant de source i_{sa} (A), la tension du bus continu V_{dc} (V) et finalement le courant du FAPP i_{fa} (A).

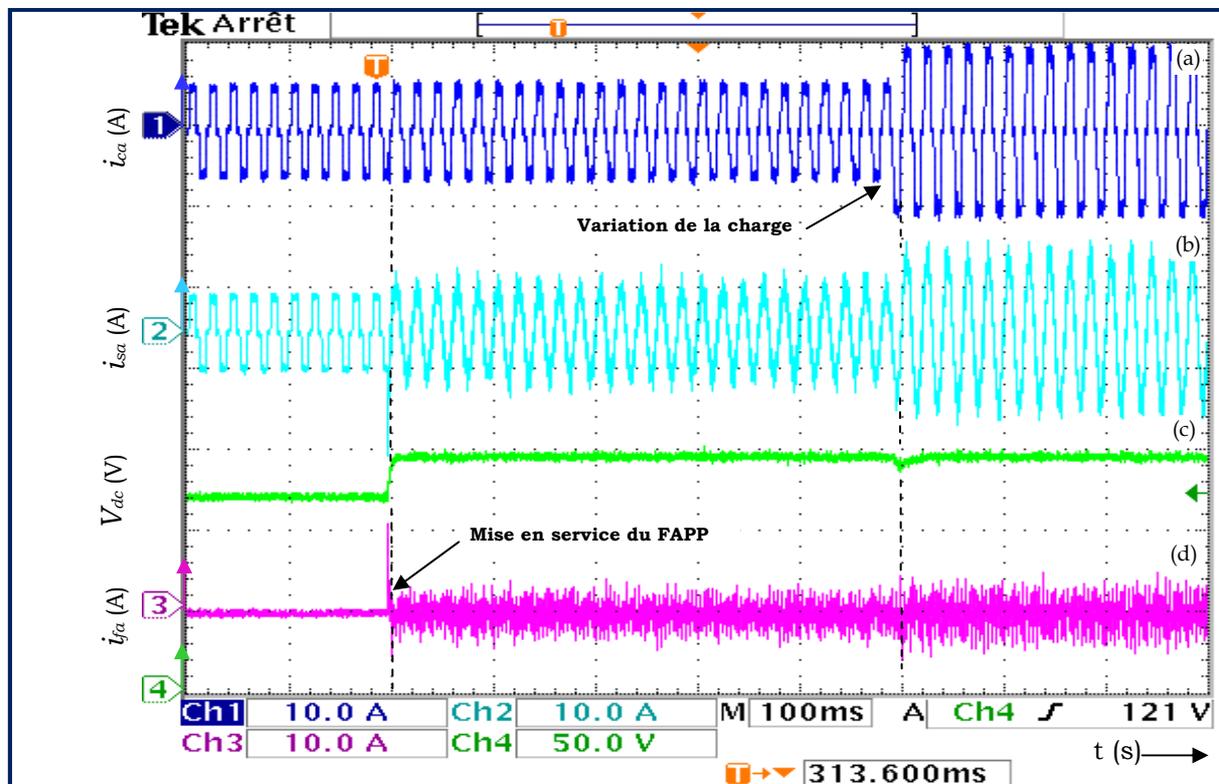


Figure III.65 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A).

A partir de cette figure, nous déduisons qu'avant l'activation du FAPP via sa commande (donc $i_f = 0$), le courant de source i_{sa} est identique au courant de la charge non linéaire i_{ca} caractérisé par un THD_i assez élevé (donc riche en harmonique) et que le bus continu est préchargé jusqu'à sa valeur initiale ($V_{dco} = 118V$).

Dès la connexion du FAPP au réseau (Figure III.65), il apparait clairement que le courant de source i_s (Figure III.65-b) devient instantanément sinusoïdal et que la tension du bus continu V_{dc} converge vers sa référence $V_{dc_ref} = 142 V$ après un transitoire de 8ms.

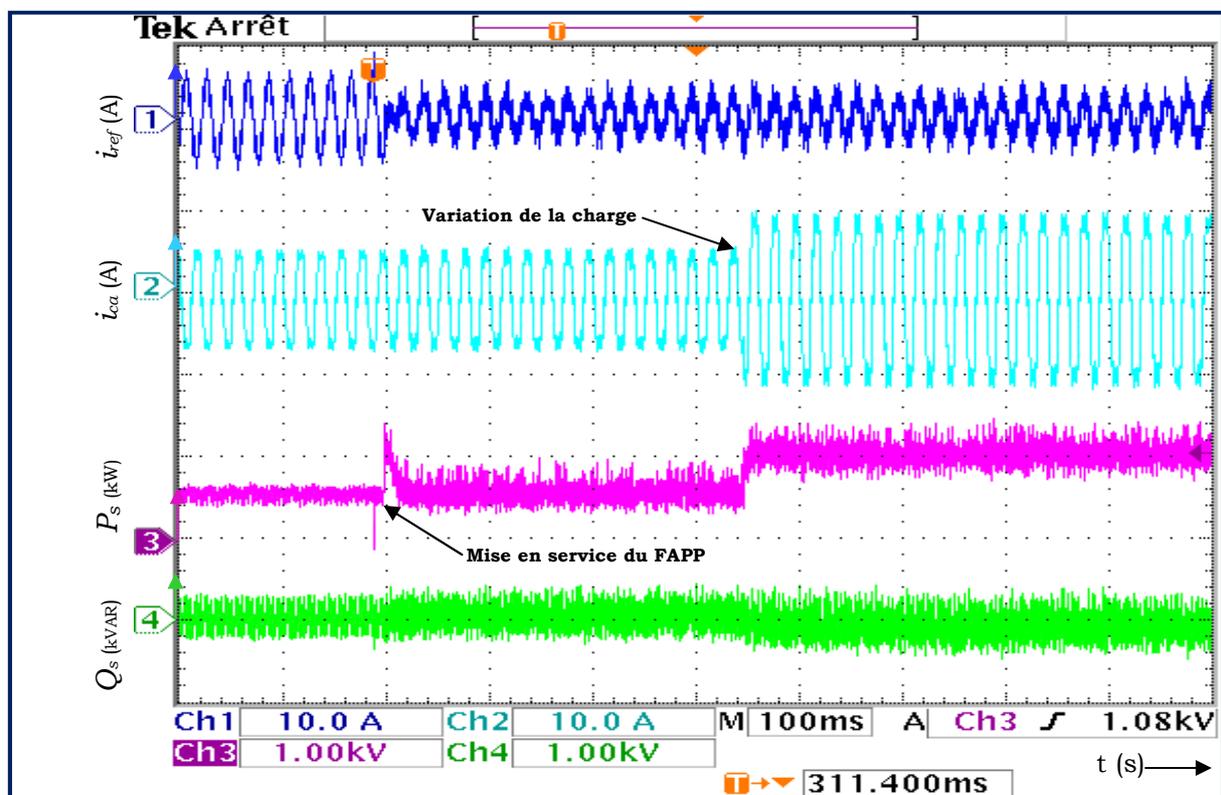


Figure III.66 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)

Juste après la mise en service du FAPP, la charge non linéaire subit un changement brusque (diminution de sa valeur de presque 50%) par conséquent le courant i_c qui la traverse double de valeur (Figure III.65-a). La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPP est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et in affecté par ce saut de charge. Par ailleurs, nous constatons que la tension V_{dc} du bus continu demeure également régulée à sa valeur de consigne $V_{DC_ref} = 142 V$ après un très court transitoire de 20ms et ce, avoir

subit un creux de tension de l'ordre 6% pendant ce transitoire, ce qui témoigne de la bonne dynamique de la *commande p-q*. Cette caractéristique compte parmi les points forts de cette méthode

Par ailleurs, à partir des résultats expérimentaux de la Figure III.66, nous observons aussi que la puissance active P subit une augmentation relative à ce saut de charge, cependant l'énergie réactive Q continue à osciller autour de sa valeur moyenne nulle.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le premier type de filtre parmi les deux qui font l'objet de cette thèse. Il s'agit du Filtre Actif Parallèle Pur (FAPP), qui est connecté en parallèle sur le réseau électrique afin d'injecter les courants de compensation permettant d'éliminer la pollution harmonique et l'énergie réactive des charges non linéaires connectés à ce réseau. Le deuxième type de filtre (Filtre Actif Parallèle Hybride (FAPH)) sera étudié dans le quatrième chapitre de cette thèse.

Ensuite, nous avons présenté deux types de stratégies de commande du FAPP :

- La commande en courant basé sur un régulateur à hystérésis : *Commande à hystérésis*.
- La commande en puissance basée sur la méthode de puissances instantanées actives P et réactives Q : *Commande p-q*.

Par ailleurs, une bonne partie du chapitre a été consacrée à la description de la plateforme expérimentale qui a été étudiée, dimensionnée et réalisée au laboratoire LIAS (ex- LAII) de l'ENSIP- Université de Poitiers (France), afin de conforter l'ensemble de nos développements théoriques et ainsi valider tout nos résultats de simulation. Nous avons ainsi décrit en détail la partie puissance, l'instrumentation, la commande rapprochée et l'implémentation "temps réel" à base du système de prototypage dSPACE D&S 1104.

La simulation est basée sur l'outil logiciel Matlab/Simulink™, système interactif de calcul numérique et de visualisation graphique. Les modèles de simulations utilisent de ce fait une représentation plus fine et proche de notre topologie à l'aide de schémas blocs de la boîte à outil SimPowerSystems de Simulink™.

Nous avons développé, testé et analysé chaque stratégie de commande suivant deux types de régimes de fonctionnement à savoir le régime permanent et le régime transitoire.

Ainsi, l'ensemble des résultats de simulations pour les deux méthodes de commande ont été validés expérimentalement tant en régime statique qu'en régime dynamique (mise en service du FAPP, variation brusque de la charge non linéaire ou bien les deux ensembles). Tous les résultats expérimentaux sont en adéquation avec ceux issus de la simulation.

En résumé, tous ces résultats de simulations et expérimentaux obtenues pour les deux stratégies de commande sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAPP et confirment la bonne réponse dynamique des stratégies de commande appliquées. Toutefois, il y a eu une légère différence concernant les taux de distorsions harmoniques (en simulation et en pratique) comme c'est illustré par le tableau III.

Tableau III.6 Résumé des THDi pour les deux types de commande.

Type de commande	THDi %	THDi %
	En simulation	En pratique
<i>Commande à Hystérésis</i>	2.7	3.1
<i>Commande p-q</i>	3.9	4.5

Cependant, les résultats de simulation et d'expérimentation ont confirmé la bonne performance dynamique de la *commande p-q* par rapport à la *commande à hystérésis* du point de vu temps de réponse.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à l'étude détaillée de la structure Hybride du Filtre Actif Parallèle (FAPH) pour pouvoir la comparer avec celle du FAPP que nous avons étudié dans ce chapitre.

Chapitre 4

Filtre Actif Parallèle Hybride (FAPH)

Sommaire

Introduction.....	151
IV.1 Structure générale du Filtre Actif de Puissance Hybride à structure tension (FAPH).	152
IV.2 Stratégies de commande du FAPH.....	154
IV.2.1 Principe de la compensation harmonique par le FAPH.....	155
IV.3 Commande en puissance du FAPH.....	157
IV.3.1- Boucle de régulation du courant du FAPH.....	161
IV.3.2- Boucle de régulation du bus continu.....	163
IV.3.3- La PLL classique.....	164
IV.3.4 Résultats de simulation.....	166
IV.3.4.1-Cas d'une charge source de courant.....	167
IV.3.4.1.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	168
IV.3.4.1.2 Mise en service du FAPH.....	169
IV.3.4.1.3 comportement du FAPH en régime permanent	172
IV.3.4.1.4 comportement du FAPH en régime dynamique.....	174
IV.3.4.2-Cas d'une charge source de tension.....	176
IV.3.4.2.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	176
IV.3.4.2.2 Mise en service du FAPH.....	177
IV.3.4.2.3 comportement du FAPH en régime permanent	180
IV.3.4.2.4 comportement du FAPH en régime dynamique.....	181
IV.3.5 Résultats expérimentaux de la commande p-q.....	183
IV.3.5.1-Cas d'une charge source de courant.....	183
IV.3.5.1.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	183
IV.3.5.1.2 comportement du FAPH en régime permanent	185
IV.3.5.1.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	187
IV.3.5.2-Cas d'une charge source de tension.....	191
IV.3.5.2.1 Analyse du système avant mise en service du FAPH.....	191
IV.3.5.2.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	193
IV.3.5.2.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	195
IV.4 Commande en tension du FAPH.....	198
IV.4.1- Principe.....	198
IV.4.2- Régulation de la tension alternative au point de raccordement	200
IV.4.3- Résultats de simulation.....	202
IV.4.3.1-Cas d'une charge source de courant.....	203
IV.4.3.1.1 Mise en service du FAPH.....	204
IV.4.3.1.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	205
IV.4.3.1.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	207
IV.4.3.2-Cas d'une charge non linéaire source de tension.....	209
IV.4.3.2.1 Mise en service du FAPH	210
IV.4.3.2.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	211
IV.4.3.2.3 comportement du FAPH en régime dynamique.....	213
IV.4.4 Résultats expérimentaux de la commande en tension.....	215
IV.4.4.1-Cas d'une charge non linéaire source de courant.....	215

IV.4.4.1.1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique.....	215
IV.4.4.1.2 comportement du FAPH en régime permanent.....	217
IV.4.4.1.3 comportement du FAPH en régime transitoire.....	218
IV.4.4.2-Cas d'une charge non linéaire source de tension.....	220
IV.4.4.2.1 comportement du FAPH en régime permanent.....	220
IV.4.4.2.2 comportement du FAPH en régime transitoire.....	222
IV-5 Conclusion.....	224

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons examiner un autre type de structure de filtre actif de puissance qui est de plus en plus utilisé ces derniers temps. Il s'agit du Filtre Actif de Puissance Hybride (FAPH) à structure tension, qui est également conçu dans le but de dépolluer les réseaux électriques. Ce choix est justifié par le fait que les filtres actifs séries ou shunts utilisés seuls ne sont pas convenables dans certains cas, en particulier lorsqu'il faut compenser les harmoniques engendrés par des charges non-linéaires de haute puissance. Par conséquent, les filtres hybrides s'imposent comme solution permettant d'exploiter les avantages de chacun des deux types de filtres, passif et actif, tout en éliminant les inconvénients de ceux-ci. Il est à noter que le choix des industriels d'utiliser des filtres hybrides est clairement constaté ces dernières années en raison des particularités que cette structure apporte comparativement au filtre actif parallèle pur (FAPP) ou série classiques utilisés seuls. [Aka 03], [Aka 12], [Aka 00] :

- ✓ Possibilité d'utiliser des semi-conducteurs de puissance moins onéreux, comme par exemple les MOSFETs au lieu des IGBTs, en raison de la plus faible tenue en tension requise,
- ✓ La tension V_{dc} plus faible que pour un filtre actif parallèle pur (FAPP),
- ✓ L'énergie stockée dans l'élément de stockage C_{dc} est plus faible.
- ✓ Solutions pratiques et économiques aux problèmes des harmoniques, particulièrement dans le cas des charges non-linéaires de hautes puissances (de quelques centaines de kVA à quelques MVA).
- ✓ Le Filtre actif utilisé dans ce cas est de faible puissance (généralement de 2 à 10% de la puissance apparente de la charge non-linéaire).
- ✓ Possibilité de conserver les filtres passifs déjà installés tout en améliorant les caractéristiques de compensation des harmoniques.
- ✓ Le filtre actif améliore les caractéristiques de compensation des harmoniques et évite au système les résonances séries et parallèles.
- ✓ Pour certaines topologies le *filtre actif* peut être mobile en le déplaçant d'un site à un autre selon le besoin.
- ✓ La protection du filtre actif est aisée contrairement aux situations où il est en série avec la ligne.
- ✓ Le filtre hybride est aussi capable de réguler la tension au point de raccordement (V_{PCC}).

Notre objectif est d'étudier un FAPH à structure tension ainsi que ses deux commandes, afin de compenser les harmoniques de courant des charges polluantes connectées au réseau. A cet effet et en se basant sur les critères de simplicité d'implémentation, de la performance et de la robustesse, deux types de commande appliquée au FAPH vont être étudiés en simulation en expérimentation. Il s'agit de:

- La commande en puissance en utilisant *la méthode p-q*.
- La commande en tension dans *le référentiel tournant d-q*.

Ce type de structure se compose d'un filtre actif triphasé à structure tension et d'un filtre passif triphasé accordé sur l'harmonique h_7 , les deux étant en série connectés sans transformateur au réseau comme c'est représenté sur la figure IV.1.

Le système complet (réseau électrique, FAPH, charge non linéaire) sera développé et analysé en simulation sous environnement Matlab /Simulink[®] et validé expérimentalement en exploitant le banc d'essai déjà décrit au paragraphe III.2 de ce manuscrit.

Dans les deux situations (simulation et validation expérimentale), différents régimes seront traités, à savoir :

- Le régime permanent,
- Le régime transitoire concernant la mise en service du FAPH, la variation brusque de la charge non linéaire et éventuellement les deux ensembles.

Ces études seront réalisées avec deux types de charge non linéaire : source de courant et source de tension.

Pour clôturer ce chapitre, nous concluons par une étude comparative entre les résultats des deux stratégies de commande appliquée au FAPH.

IV.1. Structure générale du FAPH

Parmi les différentes topologies de filtres hybrides ont été proposées dans la littérature [Chen 01], [Fuj 01], nous nous intéressons ici au filtre hybride parallèle à structure tension, notamment pour la complexité réduite de sa commande [Aka 03]. Lorsque ce filtre hybride est relié à un réseau triphasé trois fils, nous pouvons imaginer deux topologies selon le nombre de bras d'onduleur, à savoir un filtre hybride de puissance à trois bras et un filtre hybride à deux bras avec un condensateur à point milieu. [Sri 03], [Suk 99].

Dans ce paragraphe, nous allons étudier le FAPH avec ses deux stratégies de commande. Le système global à étudier est représenté à la figure IV.1. Ce système se compose de quatre parties :

- ✓ Le réseau triphasé d'alimentation,
- ✓ La charge non linéaire modélisée ici par un pont à diodes (PD3) débitant sur, soit une charge inductive (source de courant : une inductance L_D en série avec une résistance R_D), soit une charge capacitive (source de tension : un condensateur C_D en parallèle avec une résistance R_D).
- ✓ Le FAPH (onduleur à structure tension en série avec un filtre passif triphasé LC),
- ✓ La commande du FAPH.

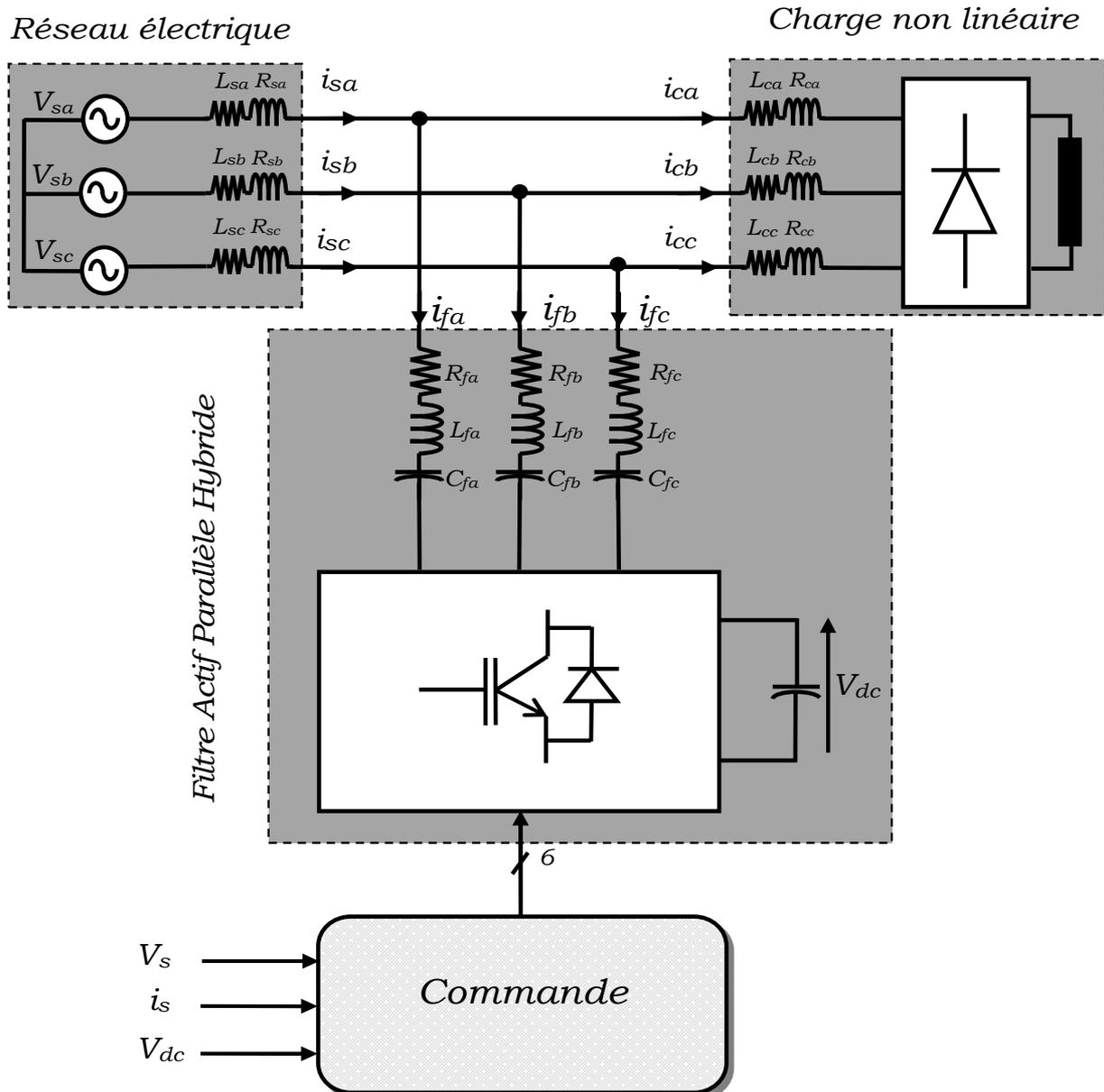


Figure IV.1 Structure générale du FAPH

Le FAPH est composé d'un *filtre actif triphasé* à structure tension et d'un *filtre passif triphasé*, classiquement accordé sur *l'harmonique 7* pour des raisons liées à l'encombrement. Ces deux filtres sont directement connectés en série *sans transformateur*. L'ensemble est ensuite connecté en parallèle sur le réseau près de la charge non linéaire, comme le présente la figure IV.1

Il est à rappeler que pour cette topologie, la puissance du filtre actif est encore plus réduite puisque le courant qui le traverse est plus faible; ainsi le filtre actif est à l'abri de courant de court-circuit éventuel au niveau de la charge car il est placé en série avec les filtres passifs parallèles et en dérivation par rapport à la charge non linéaire. Le filtre passif absorbe les courants harmoniques de rang 7 générés par la charge et le filtre actif améliore l'efficacité du filtre passif [Sin 06], [Sri 03], [Sin 07].

La structure de l'onduleur est identique à celle de l'onduleur d'un filtre actif à structure tension, déjà présentée au chapitre III. La capacité C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. L'onduleur est constitué de semi-conducteurs de puissance, commandables à l'ouverture et à la fermeture (IGBT), comportant chacun une diode en antiparallèle. Le filtre passif LC triphasé permet d'absorber la tension fondamentale du réseau et d'en soulager ainsi l'onduleur du filtre actif. En revanche, il faut noter que pour cette configuration et afin d'absorber une puissance à valeur moyenne non nulle, le filtre actif doit générer un courant en phase et de même fréquence que la composante fondamentale du courant du filtre passif. En effet, le courant fondamental qui circule dans le filtre passif est de nature réactive. De ce fait, la puissance est de nature réactive et devra être ajoutée à la consigne de la composante harmonique de la puissance réactive.

IV.2 stratégies de commande du FAPH

Plusieurs stratégies de commande du filtre hybride (FAPH) à structure tension ont été proposées dans la littérature. Dans cette thèse, en se basant sur les critères de simplicité d'implémentation, de la performance et de la robustesse, deux types de commande appliquée au FAPH vont être étudiés en simulation puis validés expérimentalement. Il s'agit de :

- La commande en puissance en utilisant *la méthode p-q*.
- La commande en tension dans *le référentiel d-q*.

A cet effet, deux types de charges non linéaires vont être utilisés, l'une de type source de courant et l'autre de type source de tension.

IV.2.1 Principe de la compensation harmonique par le FAPH

La figure IV.2 montre le schéma équivalent par phase du système pour la compensation des harmoniques, dans lequel la tension de la source v_s est supposée purement sinusoïdale. Le filtre actif impose une tension instantanée V_{AF} forçant la circulation d'un courant harmonique à travers les filtres passifs et améliorant ainsi leurs caractéristiques de compensation. Il fonctionne comme un générateur de tension et la valeur de la tension générée V_{AF} est équivalente au produit d'un gain de la compensation harmonique K par la composante harmonique du courant source i_{sh} .

$$V_{AF} = i_{sh} \cdot K \quad \text{IV.1}$$

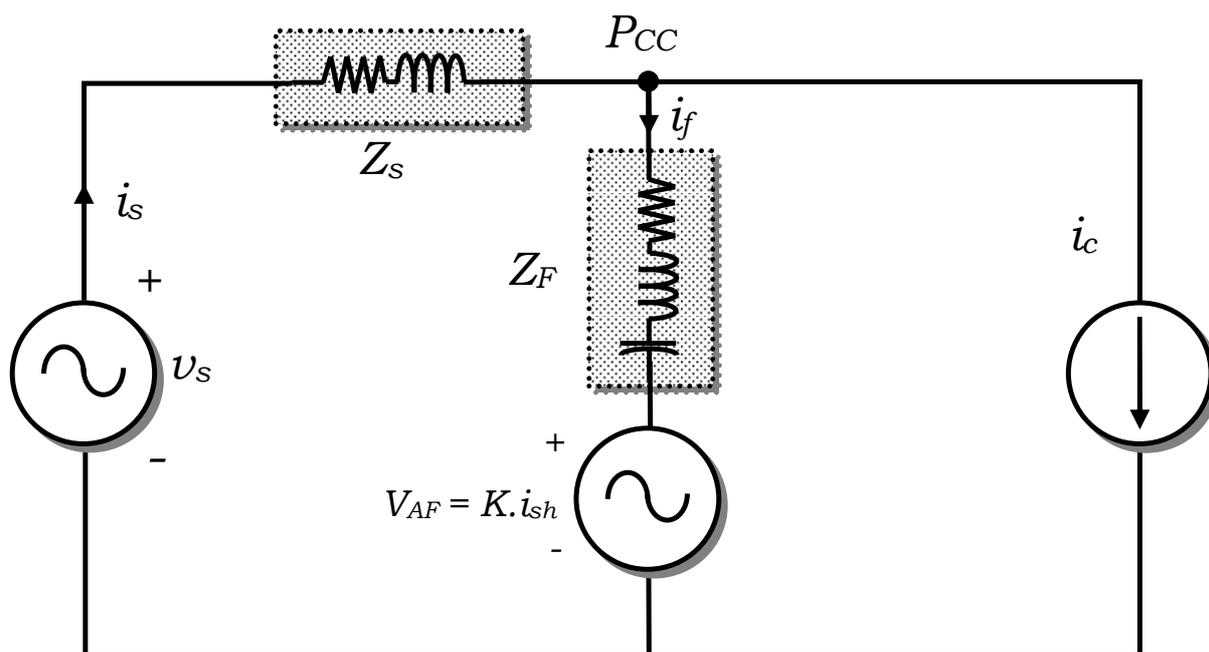


Figure IV.2 Schémas équivalent de la phase a

A partir de la figure IV.3 qui présente le schéma équivalent vis-à-vis des harmoniques, nous pouvons déduire que, dans le cas où le filtre actif n'est pas connecté, c'est-à-dire lorsque $K=0$, en supposant que la tension de source soit équilibrée et sinusoïdale, le courant harmonique i_{sha} est alors défini par la relation :

$$i_{sh} = \frac{Z_f}{Z_f + Z_s} i_{ch} \quad \text{IV.2}$$

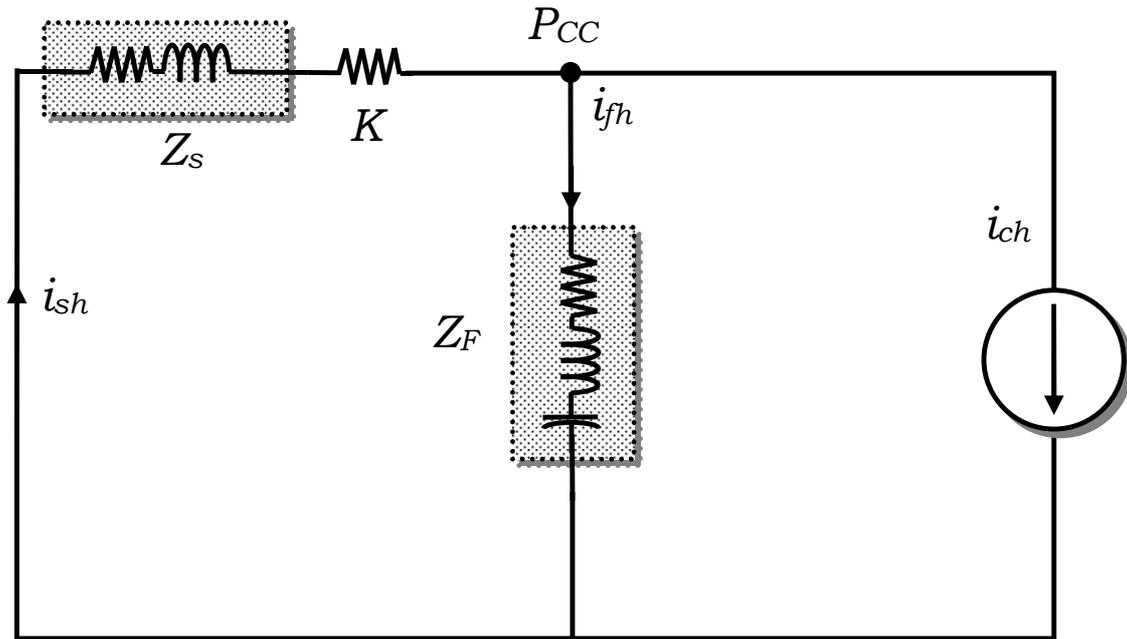


Figure IV.3 Schémas équivalent de la phase a vis-à-vis des harmoniques

Quand le filtre actif est connecté et que $K \neq 0$, il va donc contribuer avec le filtre passif à l'absorption des courants harmoniques de la charge, on a donc i_{sh} :

$$i_{sh} = \frac{Z_F}{Z_F + Z_S + K} i_{ch} \quad \text{IV.3}$$

A partir des équations IV.1 et IV.3, nous pouvons déduire que

$$V_{AF} = \frac{Z_F \cdot K}{Z_F + Z_S + K} i_{ch} \quad \text{IV.4}$$

Le filtre actif agit comme une résistance K qui atténue les courants harmoniques en présentant une résistance élevée en regard de ces derniers. Si K est grand devant Z_f , les courants harmoniques absorbés par la charge vont donc majoritairement passer par le filtre LC . Si K est grand devant Z_s , la valeur de K déterminera alors les performances du filtrage. Si K tend vers l'infini, alors i_{sh} tend vers 0 et le filtrage est alors parfait.

À noter que la composante fondamentale des courants n'est pas affectée par le gain K .

La performance de la compensation harmonique du filtre hybride peut être caractérisée par le taux d'atténuation des harmoniques, lequel est défini comme

étant le rapport entre le courant harmonique dans la source et le courant harmonique dans la charge non linéaire:

$$\frac{I_{sh}}{I_{ch}} = \left| \frac{Z_{Fh}}{Z_{Fh} + Z_{Sh} + K} \right| \quad \text{IV.5}$$

L'influence du gain K sur la distorsion harmonique totale des courants de la source est un facteur important à examiner. L'expression de ce THD est donnée par :

$$THD\% = \sqrt{\frac{\left(\left| \frac{Z_{Fh}}{Z_{Fh} + Z_{Sh} + K} \right| \cdot I_{ch} \right)^2}{I_{sh}^2}} \quad \text{IV.6}$$

Les relations IV.3 et IV.4 montrent que pour un gain K plus élevé, la compensation harmonique du filtre hybride est meilleure. Cependant, cela augmente la capacité du filtre actif puisque la tension imposée par le filtre actif est proportionnelle à K. La capacité du filtre actif est aussi influencée par le dimensionnement du filtre passif puisque ce dimensionnement détermine le courant circulant à travers le filtre actif.

IV.3 Commande en puissance du FAPH : [Sar 12].

La stratégie de commande fait l'objet de notre étude sur le filtre hybride, le but étant d'améliorer les caractéristiques du filtrage tout en utilisant une méthode de commande de complexité réduite. Nous utilisons la méthode des puissances instantanées afin d'identifier les références de courant. Pour cela, trois grandeurs sont mesurées :

- ✓ Les courants de charge i_c
- ✓ Les courants du filtre i_f
- ✓ Les tensions de source pour la PLL.

Nous rappelons dans cette partie le principe de la méthode des puissances instantanées qui est une méthode temporelle. Elle a été utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète). Cette méthode a été introduite par H. Akagi. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère α - β) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées.

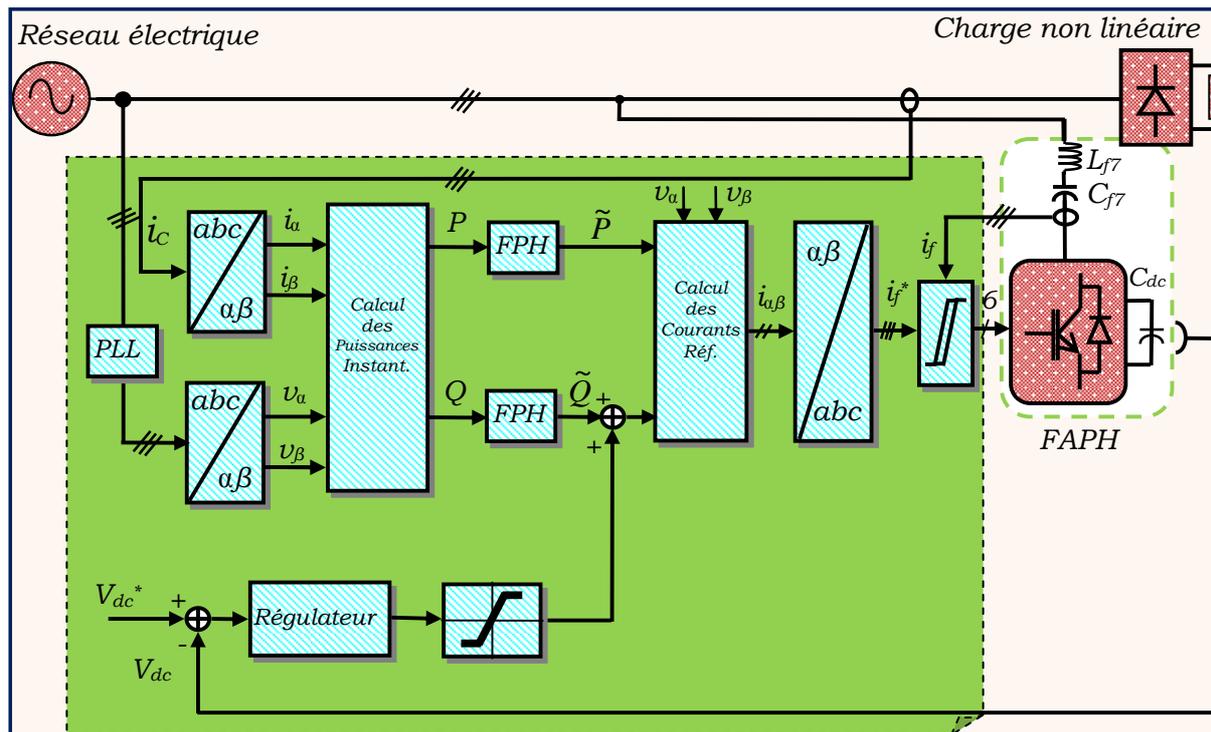


Figure IV.4 Commande du FAP Hybride par la méthode des puissances active et réactive instantanées

Notons qu'en présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties :

- Active (P),
- Réactive (Q)
- Déformante (D)

Comme l'indique la relation IV.6

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{IV.7}$$

Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions simple (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) du système triphasé trois (03) fils (sans composante homopolaire), et aux courants (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) absorbés par les charges non linéaire. La transformation α - β permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{IV.8}$$

Et la relation des courants suivante :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{IV.9}$$

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

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{ca} + V_{sb} \cdot i_{cb} + V_{sc} \cdot i_{cc} = V_\alpha \cdot I_\alpha + V_\beta \cdot I_\beta \quad \text{IV.10}$$

L'avantage de la transformation α - β est la séparation des séquences homopolaires d'un système triphasé quatre fils de courant ou de tension.

De la même façon, la puissance imaginaire instantanée peut à son tour s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb}) \cdot i_{cc} + (V_{sb} - V_{sc}) \cdot i_{ca} + (V_{sc} - V_{sa}) \cdot i_{cb}] = V_\alpha \cdot I_\beta - V_\beta \cdot I_\alpha \quad \text{IV.11}$$

A partir des relations IV.9 et IV.10, nous pouvons établir la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad \text{IV.12}$$

Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Sachant que chacune des puissances p et q comporte une partie continue et partie alternative, nous pouvons les écrire sous la forme suivante :

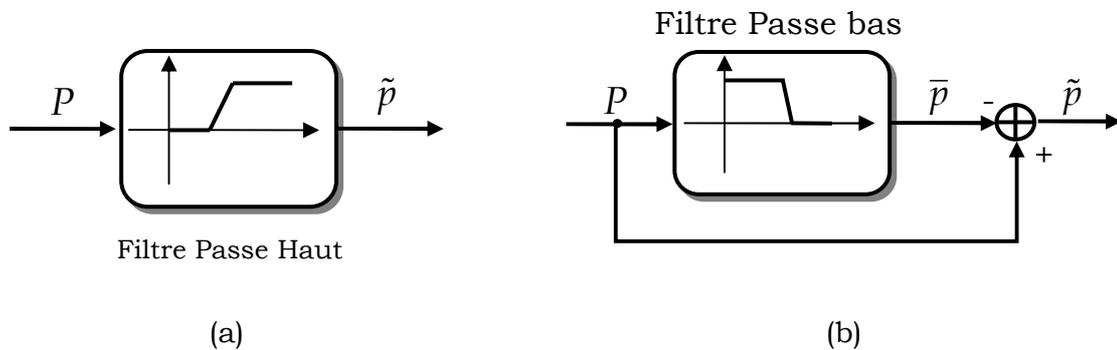
$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad \text{IV.13}$$

Avec :

- \bar{p} une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
- \bar{q} une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
- \tilde{p} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Dans la méthode classique des puissances instantanées [38], on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal.

Les deux types de filtre que l'on peut utiliser pour extraire la composante alternative sont représentés la figure suivante :



(a) (b)
Figure IV.5 Types de Filtres d'extraction de la composante alternative

L'ordre du filtre passe bas (ou passe haut) utilisé définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification.

Par ailleurs, nous pouvons déduire les courants dans le repère α - β en inversant la relation IV.8 comme le montre l'équation IV.13

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{IV.14}$$

En combinant les équations IV.12 et IV.13, le courant peut être séparé, dans le repère α - β , en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Nous obtenons alors en posant $\Delta = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \quad \text{IV.15}$$

Δ est supposé constante pour un réseau parfaitement sinusoïdal et équilibré.

De l'équation IV.14 nous pouvons conclure que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère α - β revient à séparer des composantes continues des puissances réelle et imaginaire instantanées.

La transformée de Concordia inverse nous permet alors d'obtenir les courants de références triphasés ($I_{refa}, I_{refb}, I_{refc}$) donnés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad \text{IV.16}$$

IV.3.1- Boucle de régulation du courant du FAPH.

La figure IV.6 illustre le schéma équivalent par phase de la boucle du courant du FAP Hybride.

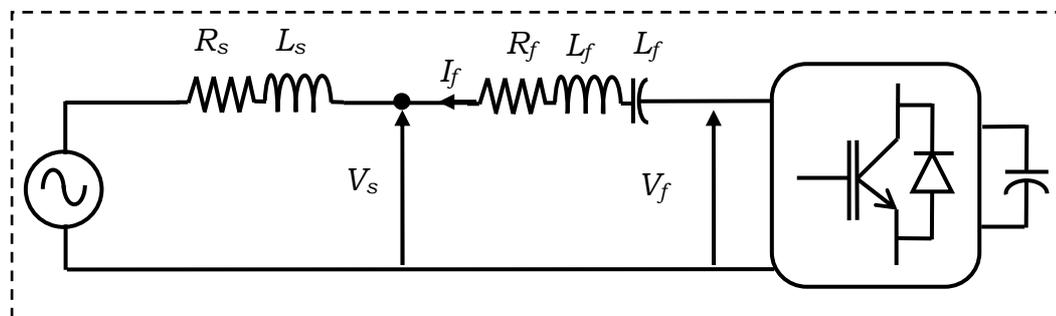


Figure IV.6 Schéma équivalent par phase du filtre de couplage

En négligeant la valeur de la résistance R_f du filtre de couplage, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_f = \vec{V}_f - \vec{V}_s \quad \text{IV.17}$$

Soit
$$\Delta \vec{I}_f = \vec{I}_f^* - \vec{I}_f \quad \text{IV.18}$$

A partir des équations IV16. et IV17. nous pouvons alors déduire l'expression suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta \vec{I}_f = (\vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} d\vec{I}_f^*) - \vec{V}_f \quad \text{IV.19}$$

Si l'on définit une tension de référence V_f^* comme suit :

$$\vec{V}_f^* = \vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} d\vec{I}_f^* \quad \text{IV.20}$$

Nous remarquons que cette tension de référence V_f^* est composée termes. Le premier représente la tension du réseau V_s directement mesurable. Le second représente la chute de tension aux bornes de l'inductance de couplage L_f lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la figure IV.17, où $G(s)$ est la fonction de transfert de l'onduleur de tension dont la modélisation est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} G(s) = \frac{K}{1 + \tau \cdot s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \end{cases} \quad \text{IV.21}$$

Où V_p représente l'amplitude de la porteuse triangulaire et τ un retard utilisé dans le calcul des courants perturbateurs.

Par ailleurs, nous pourrions considérer le gain K comme étant égal à 1 dans le cas où $V_{dc}=2.V_p$. et $\tau = T_e$. (T_e période d'échantillonnage).

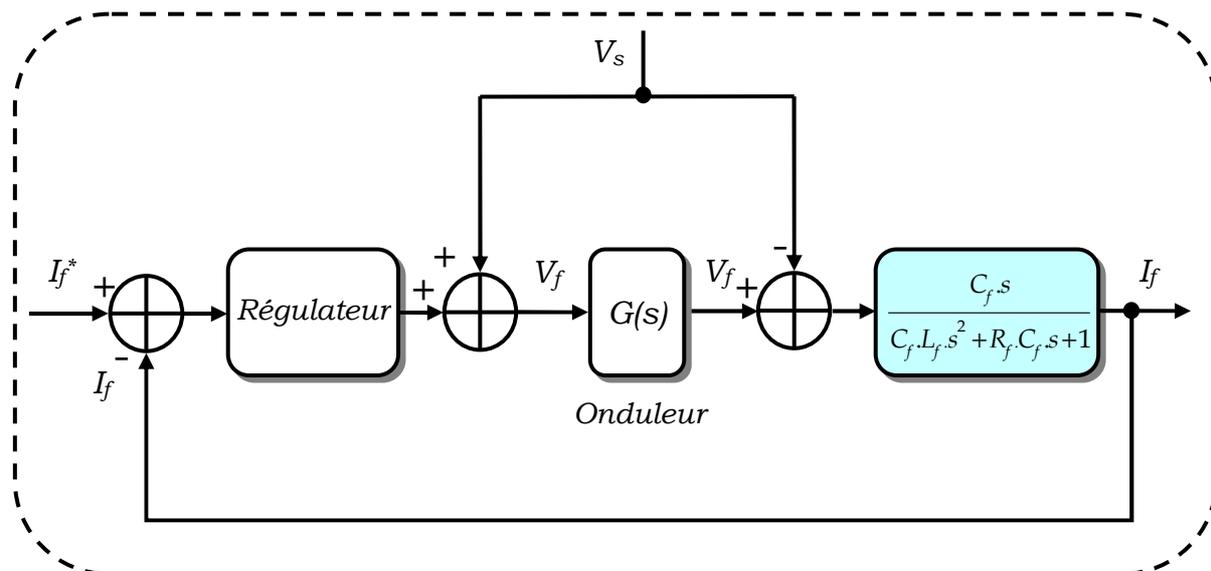


Figure IV.7 : Boucle de régulation des courants du FAPH

IV.3.2- Boucle de régulation du bus continu.

Les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie) sont la principale cause susceptible de modifier la tension moyenne V_{dc} du bus continu, et qui de ce fait doit être maintenue à une valeur fixe. La régulation de cette tension V_{dc} doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice \tilde{p} et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc} .

La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée (V_{dc}^*).

Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel simple (K) avec une action de filtrage au préalable sur la tension mesurée V_{dc} , réalisée par un filtre passe-bas du deuxième ordre de manière à atténuer les fluctuations à 300 Hz.

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad \text{IV.22}$$

Pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence V_{dc}^* , la relation IV.21 peut être linéarisée pour devenir:

$$P_c = C_{dc} \cdot V_{dc}^* \frac{d}{dt}(V_{dc}) \quad \text{IV.23}$$

Soit en lui appliquant la transformation de Laplace :

$$P_c(s) = C_{dc} \cdot V_{dc}^* \cdot s \cdot V_{dc}(s) \quad \text{IV.24}$$

Donc :

$$V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{V_{dc}^* \cdot C_{dc} \cdot s} \quad \text{IV.25}$$

La régulation de la tension du bus continu en boucle fermée est représentée par le schéma bloc de la figure IV.8 en prenant en considération le régulateur proportionnel K dont le paramètre doit être choisi de façon à obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du FAP.

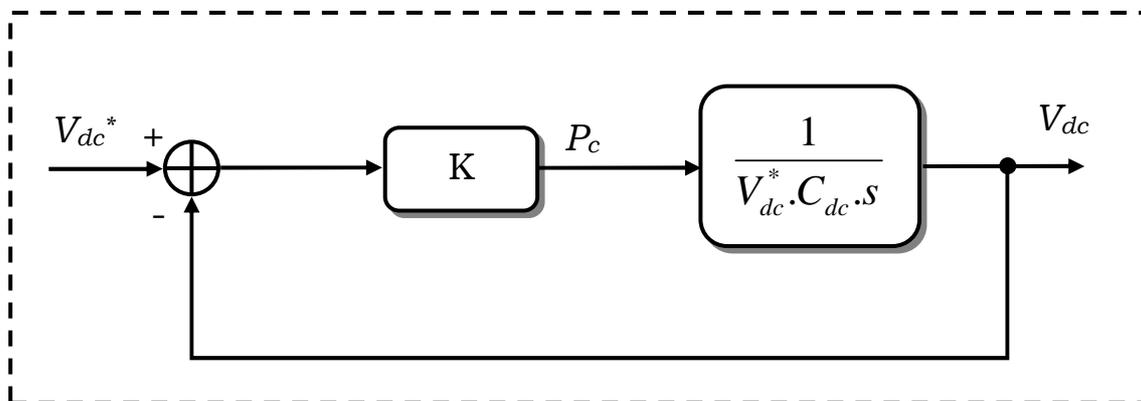


Figure IV.8 Régulation de la tension V_{dc} du bus continu.

IV.3.3- La PLL classique

Comme nous l'avons montré précédemment, la tension du réseau doit être sinusoïdale et équilibrée, sinon la méthode des puissances instantanées n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, le système à base de PLL (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) est proposé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau.

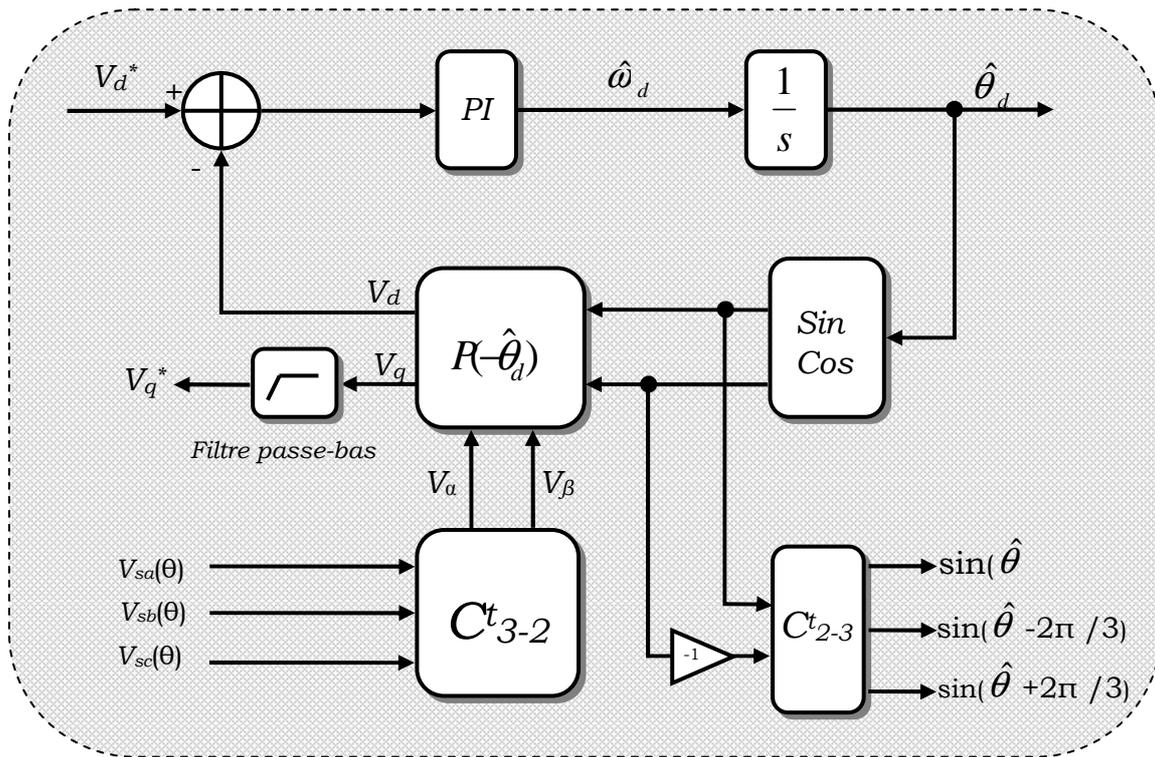


Figure IV.9 Schéma de PLL classique

Le principe de la PLL, dans notre cas, est basé sur l'emploi d'un simple régulateur PI . Son fonctionnement se base sur la transformation de Park dans le repère $d-q$. A partir de la Fig. II .8, les tensions $V_{s_abc}(\theta)$, mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia ($\alpha-\beta$). Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation $P(-\hat{\theta}_d)$. L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation $\hat{\omega}_d$, est déterminé par le régulateur PI . La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}_d$ sera égal à $\hat{\theta}$.

Les tensions simples mesurées au point de raccordement dans le repère $\alpha-\beta$ sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(\theta) \\ V_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{IV.26}$$

Puis en appliquant la transformée de Park (d,q) avec un angle de rotation $\hat{\theta}_d$ donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \quad \text{IV.27}$$

Nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \approx \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta) \\ -\cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad \text{IV.28}$$

Où V_m est la valeur efficace la tension du réseau.

La PLL sera verrouillé lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}$ sera égal à l'angle θ du réseau, ce qui implique que $\Delta\theta = 0$, nous pouvons ainsi écrire :

$$\text{et } \begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3}V_m \end{cases} \quad \text{IV.29}$$

IV.3.4 Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant l'étude effectuée pour ce premier type de commande que nous venons de développer à savoir la méthode des puissances active et réactive instantanées, pour deux types de charges non linéaires, à savoir :

- l'une modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en série avec une inductance L_D , elle se comporte comme une *source de courant*,
- l'autre modélisée aussi par un PD3 mais débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D elle se comporte comme une *source de tension*.

Il est à noter que, les paramètres de simulation et d'expérimentation récapitulés dans le Tableau IV.1, sont identiques à ceux utilisés pour le filtre actif parallèle pur (PAPP) étudié au chapitre III, à l'exception des composants du filtre passif (R_F , L_F et C_F) dimensionnés de façon qu'il soit accordé sur l'harmonique 7 et la tension de référence $V_{dc.ref}$ de la boucle de régulation du bus continu qui vaut 25V au lieu de 142V avec le FAPP pour les mêmes conditions du système en question. Cela représente l'un des plus importants avantages qu'offre cette topologie de filtre hybride que nous allons étudier tout au long de ce chapitre.

Tableau IV.1 Paramètres de simulations du FAPH

Partie du système	Désignations	Valeurs
Réseau électrique	<ul style="list-style-type: none"> - Tension efficace - Fréquence - Impédance interne 	<ul style="list-style-type: none"> - $V_s = 50 \text{ V}$ - $f = 50 \text{ Hz}$ - $R_s = 0.1 \Omega$ - $L_s = 0.5 \text{ mH}$
Charge non linéaire	<ul style="list-style-type: none"> - Pont Redresseur triphasé (PD3) débitant sur une: <ul style="list-style-type: none"> • charge inductive (R_D en série avec L_D) • charge capacitive (R_D en parallèle avec C_D) - Impédance de filtrage à l'entrée du pont (PD3). 	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{D1} = 30 \Omega$ - $R_{D2} = 16.15 \Omega$ - $L_D = 1 \text{ mH}$ - $R_{D1} = 30 \Omega$ - $R_{D2} = 16.15 \Omega$ - $C_D = 470 \mu\text{F}$ - $R_C = 0.01 \Omega$ - $L_C = 0.566 \mu\text{H}$
FAPH	<ul style="list-style-type: none"> - Condensateur de stockage - Filtre de couplage - Tension de référence 	<ul style="list-style-type: none"> - $C_{DC} = 1100 \mu\text{F}$ - $R_F = 0.01 \Omega$ - $L_F = 1.9 \text{ mH}$ - $C_F = 110 \mu\text{F}$ - $V_{dc_ref} = 25 \text{ V}$
Paramètres de simulations	<ul style="list-style-type: none"> - Temps d'échantillonnage - Type de pas - Méthode de résolution - Bande d'hystérésis 	<ul style="list-style-type: none"> - $T_e = 1 \mu\text{s}$ - Pas fixe - Algorithme : Euler (Ode1) - $HB = 0.2 \text{ A}$

IV.3.4.1-Cas d'une charge source de courant

Dans cette première partie, nous allons exposer les résultats de simulations obtenus avec une charge non linéaire source de courant qui est modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en série avec une inductance L_D .

La figure IV.10 représente le schéma de modélisation du système global (réseau électrique, FAPH, charges non linéaires) muni de trois interrupteur K_1 , K_2 , et K_3 pour mentionner le mode de fonctionnement concerné, ainsi si :

- $\begin{cases} K_1 = 0 \Rightarrow \text{Avant la mise en service du FAPH} \\ K_1 = 1 \Rightarrow \text{Mise en service du FAPH} \end{cases}$
- $\begin{cases} K_2 = 1 \\ K_3 = 0 \end{cases}$ C'est la charge type source de courant qui est sélectionnée
- $\begin{cases} K_2 = 0 \\ K_3 = 1 \end{cases}$ C'est la charge type source de tension qui est sélectionnée

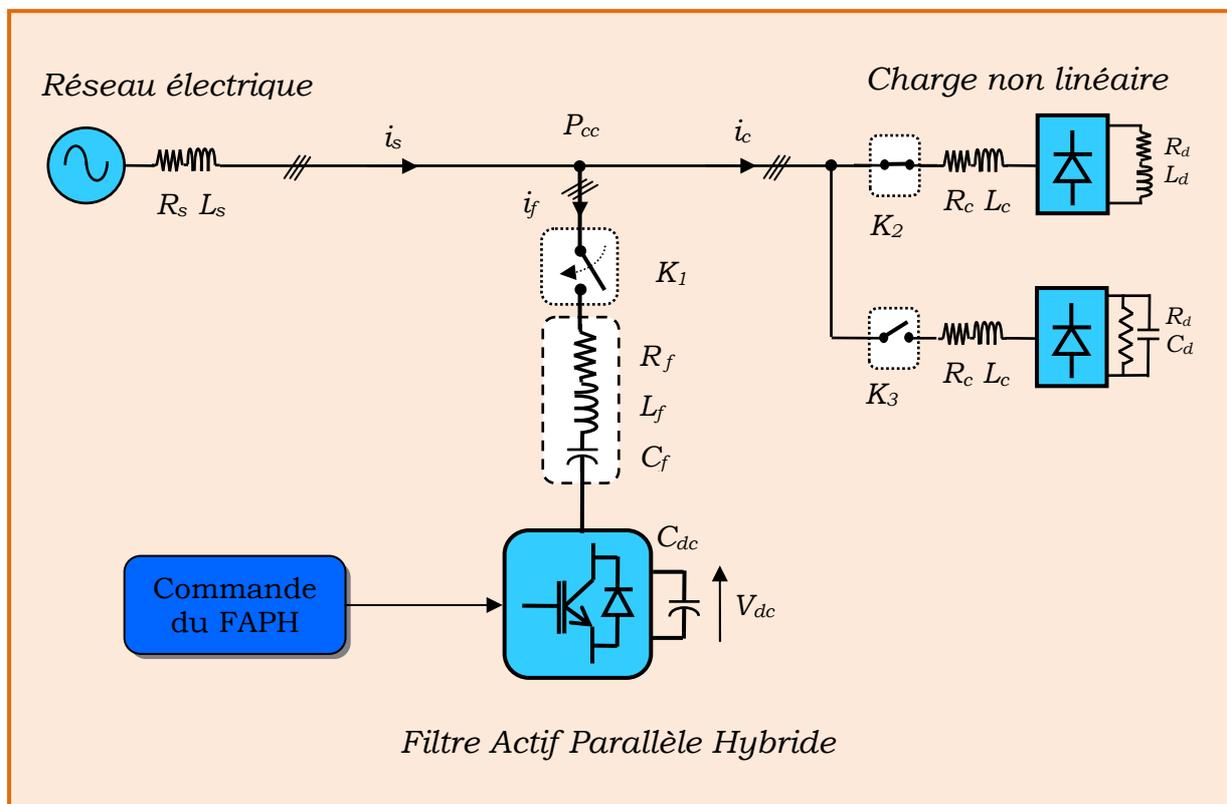


Figure IV.10 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire source de courant avant la mise en service du FAPH

IV.3.4.1-1 Avant connexion du FAP Hybride au réseau électrique

Dans un premier temps et afin de confirmer les effets dus à la connexion d'une charge non linéaire à un réseau électrique, nous considérons le montage de la figure IV-10 ($K_1=0$, $K_2 = 1$ et $K_3 = 0$) où :

- Le réseau électrique est représenté par une source de tension triphasée parfaitement sinusoïdale d'amplitude V_s , de fréquence f , d'impédance interne (R_s , L_s).
- La charge non linéaire, génératrice des courants harmoniques et consommant de la puissance réactive, est modélisée par un pont redresseur triphasé PD3 débitant sur une charge inductive d'impédance (R_D , L_D)

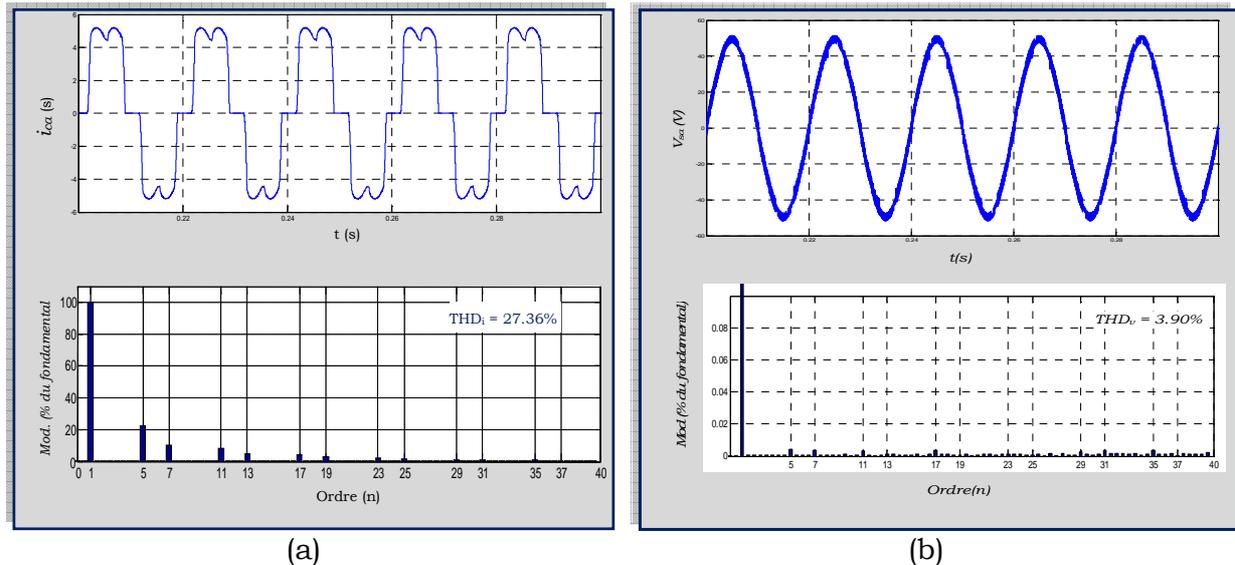


Figure IV.11 Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre

La figure IV.11 présente la forme d'onde du courant du réseau avec son spectre fréquentiel (a) ainsi que celui de la tension du réseau en (b), avant la mise en service du FAPP. D'après ces résultats, comme pour le FAPP, nous constatons que le courant du réseau i_s est loin d'être sinusoïdal, car il est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 27.36% .Il en est identique au courant de charge i_c , bien que la tension V_s qui l'alimente soit sinusoïdale (Figure IV.11). Par conséquent, la puissance réactive consommée par cette charge non linéaire est importante et le facteur de puissance est inférieur à un (1).

IV.3.4.1.2- Mise en service du FAPH :

Dans cette partie, nous allons évaluer la robustesse de la *commande p-q* appliquée cette fois-ci au filtre hybride (FAPH), en régime transitoire lors de la mise en service de ce dernier. Les résultats de simulation sont présentés par les figures IV.12-14.

La figure IV.12 présente, de haut en bas et pour une seule phase (a), les formes d'ondes de la tension du réseau v_{sa} (V), du courant de la charge polluante i_{ca} (A), du courant du réseau i_{sa} (A), du courant i_{fa} (A) de compensation injecté par le FAPP dans le réseau et de la tension du bus continu V_{dc} (V).

Sur la figure IV.12, nous pouvons voir qu'à l'instant $t = 0.1$ s correspondant à la mise en service du FAPH (Figure IV.10 : $K_1=1$, $K_2=1$ et $K_3=0$.), il commence à injecter les courants de compensation i_f (figure IV.12-d), ce qui permet, après un transitoire de $t_r = 15$ ms, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux (figure IV.12-c), avec un THD_i qui décroît de 27.36% à 2.11%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

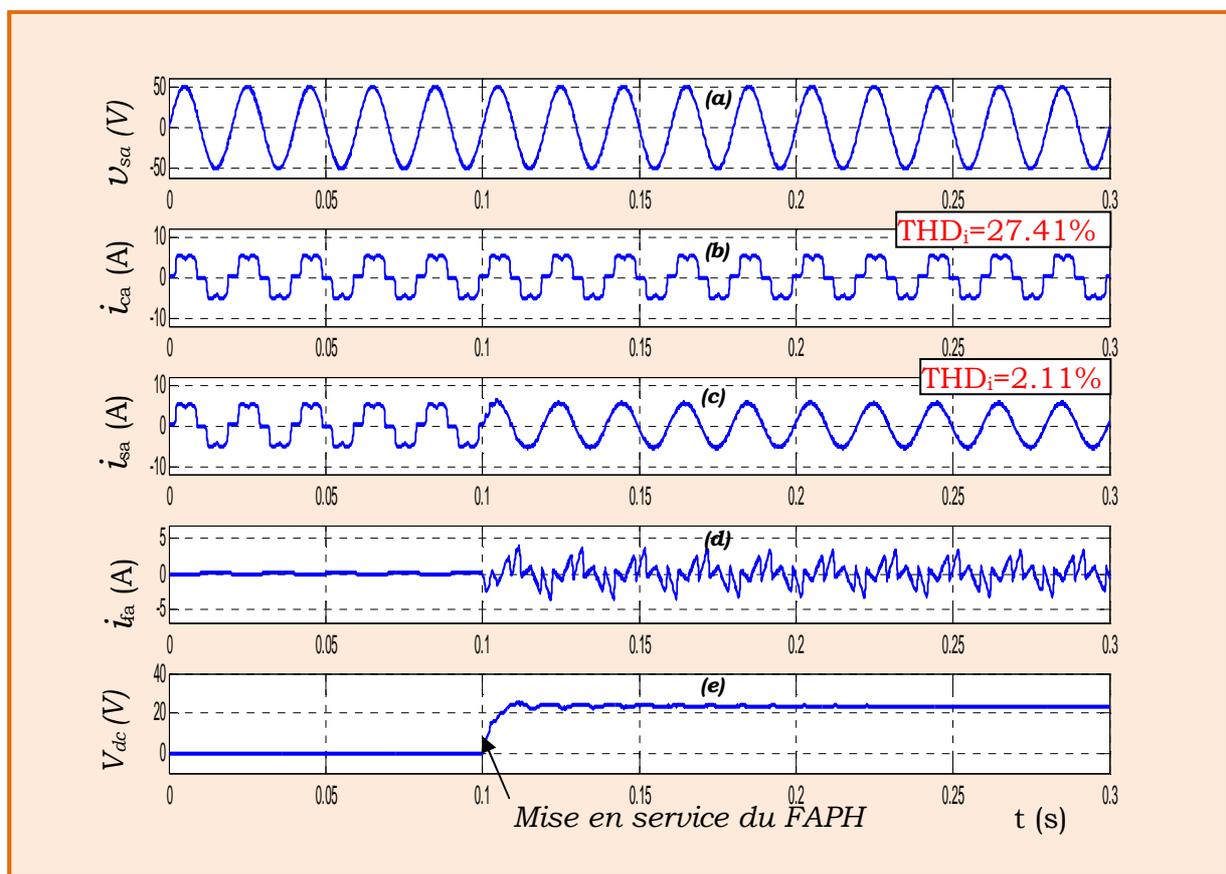


Figure IV.12 Forme d'onde de la tension et du courant de source V_{sa} , I_{sa} , du courant de charge I_{ca} , du courant du filtre I_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V)

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus continu arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dc_ref} fixée à 25 V au lieu de 142 V avec un filtre actif pur (FAPP) pour le même réseau électrique, et ce, après un transitoire de l'ordre de 20 ms (Figure III.12-e) ce qui atteste de la bonne dynamique de la commande $p-q$ appliquée au FAPH.

Par ailleurs, la Figure IV.13, illustre les formes d'onde concernant les puissances instantanées active $P(W)$ et réactive $Q(\text{Var})$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut (Figure IV.5). Ainsi, nous déduisons que dès la mise en service du FAPP (correspondant à l'instant $t=0.1\text{s}$ sur la figure), la puissance active reprend sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour d'une valeur légèrement négative due à la nature réactive du filtre passif (R_f, L_f, C_f) constituant le FAPH.

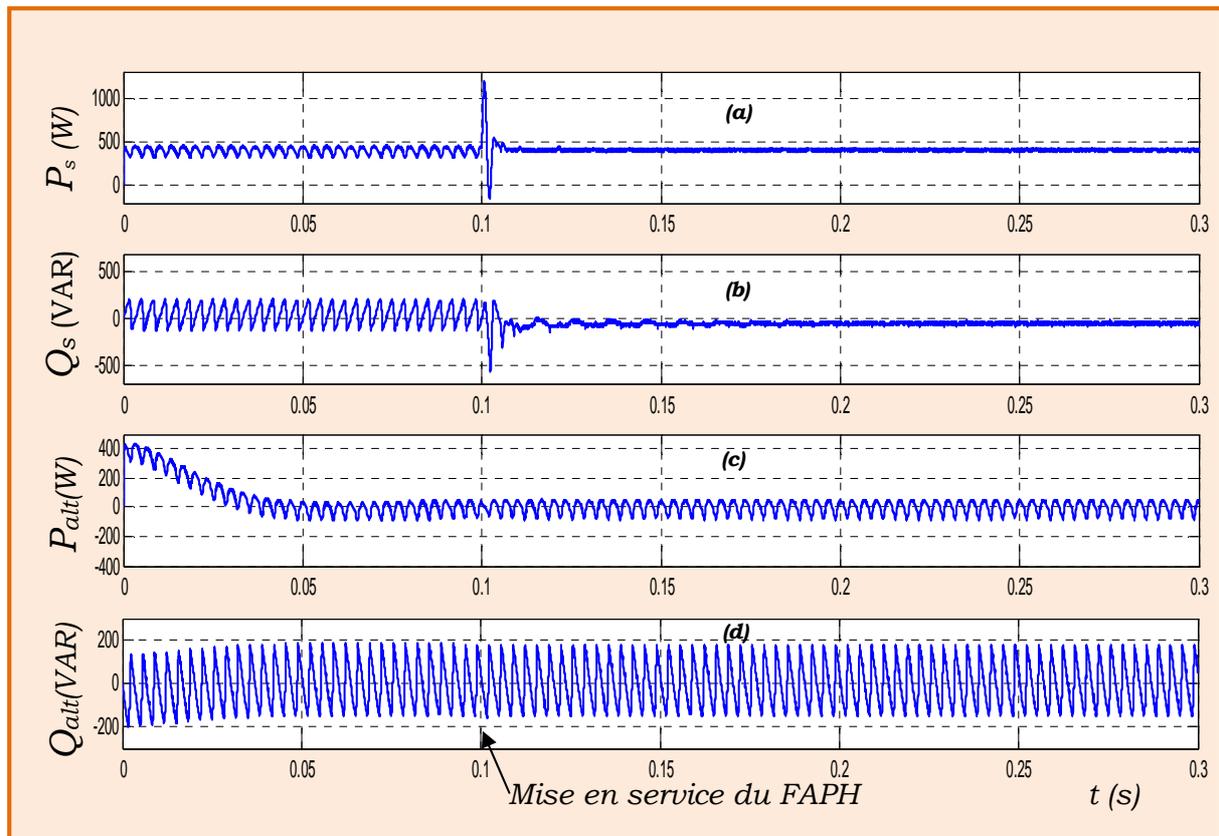


Fig. IV.13 Forme d'onde de la puissance active P réactive Q avec leurs composantes alternatives, après la mise en service du FAPH à $t=0.1\text{s}$

De plus, sur la figure III.13, nous pouvons constater que dès la mise en service du FAPH à l'instant $t=0.1\text{s}$, le courant i_s et la tension V_s du réseau (Fig. III. 51-a), deviennent instantanément en phase et que le courant du réseau i_s poursuit parfaitement sa référence i_{s_ref} . (Fig. IV. 14-b).

Sur la figure IV.17, nous pouvons constater que dès la mise en service du FAPP à l'instant $t=0.1\text{s}$, le courant i_s et la tension V_s du réseau, d'une part, deviennent instantanément en phase et que le courant du réseau i_s poursuit parfaitement sa référence i_{s_ref} après un transitoire de l'ordre de 10 ms.

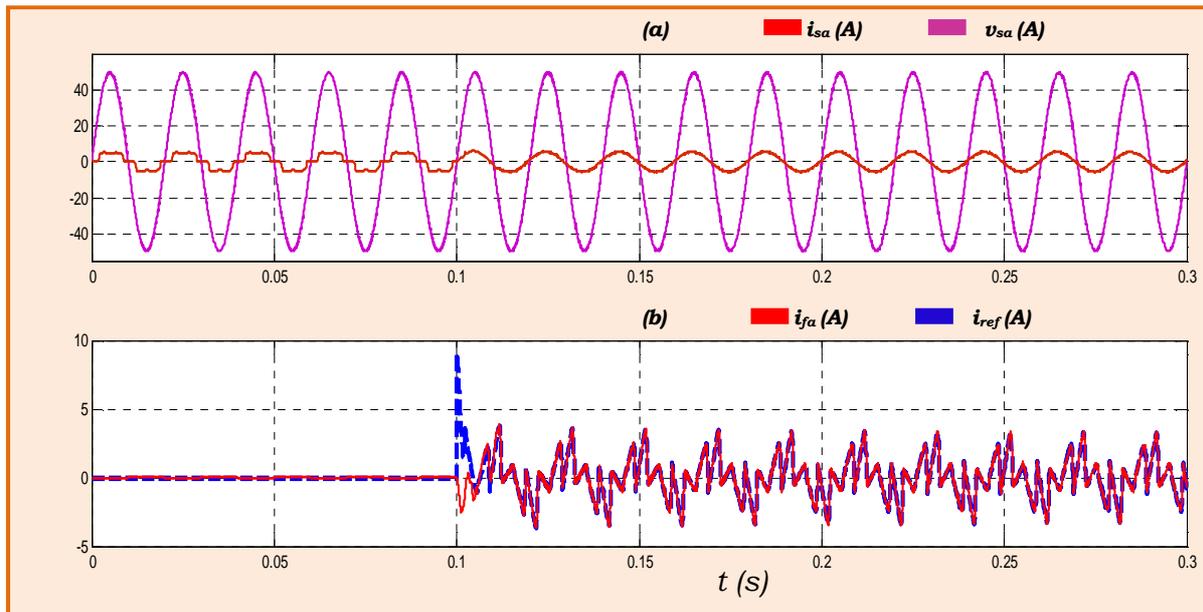


Figure IV. 14 mise en service du FAPH à $t=0.01s$

Au final, ces résultats de simulations lors de la mise en service du FAPH témoignent de la bonne dynamique de la commande $p-q$ qui lui est appliquée avec un THD_i qui décroît de 27.41% à 2.11%, et une tension du bus continu V_{dc} bien régulée à sa valeur de référence V_{dc_ref} fixée à 25 V au lieu de 142 V avec un filtre actif pur (FAPP) pour le même réseau électrique.

IV.3.4.1.3 Comportement du FAPH permanent :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant le comportement en régime permanent de la commande $p-q$ appliqué au FAPH. Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire et du FAPH. Les figures IV.15-16 exposent le compte rendu relatif au comportement du FAPH en régime permanent.

La figure IV.15 illustre, de haut en bas et pour la phase (a), le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, le courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$ après mise en marche du FAPH. Par ailleurs, la Figure IV.16, illustre les formes d'onde concernant les puissances instantanées active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut.

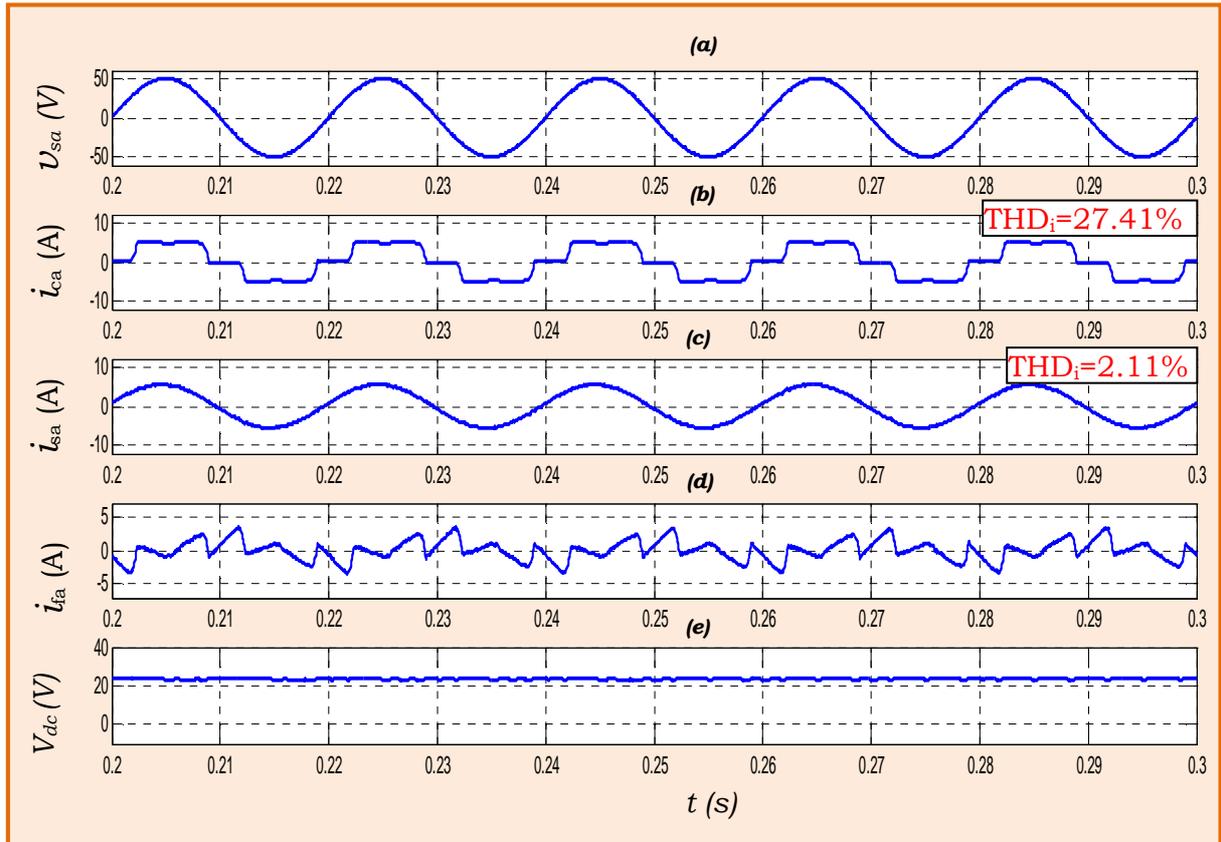


Figure IV. 15 Forme d'onde de la tension et du courant de source v_{sa} , i_{sa} , du courant de charge i_{ca} , du courant du filtre i_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V), en régime permanent

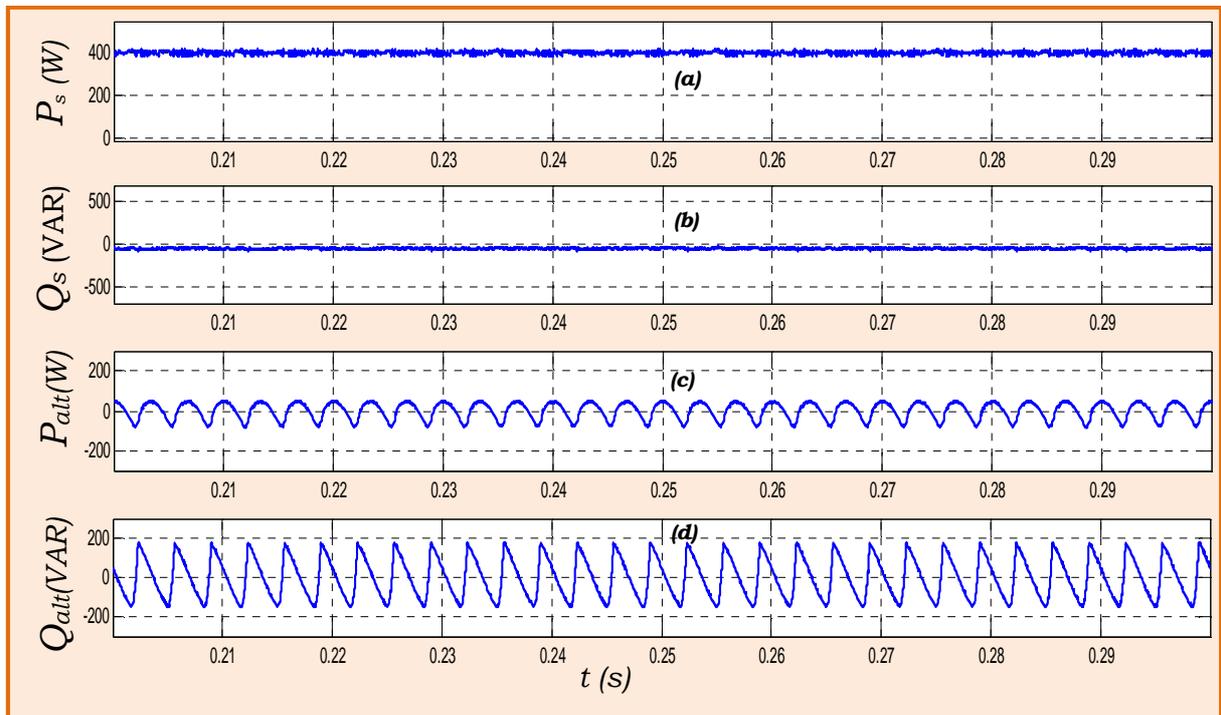


Figure IV. 16 Forme d'onde de la puissance active P réactive Q avec leurs composantes alternatives, en régime permanent

IV.3.4.1.4 Comportement du FAPH en régime dynamique :

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulations concernant le comportement en régime transitoire du FAPH commandé par la méthode $p-q$ lors de la connexion du FAPH au système (réseau, charge non linéaire) suivi d'un double saut brusque de la charge non linéaire.

Après mise en service du FAPH à l'instant $t=0.1s$, la charge non linéaire de type source de courant subit une augmentation brusque (passage de la valeur R_{D1} à R_{D2}) (Cf. Tableau IV.1), à l'instant $t=0.25s$. Par la suite, cette même charge fait l'objet d'une diminution soudaine à l'instant $t=0.45s$. (Passage de la valeur R_{D2} à R_{D1}). Les résultats de simulations sont illustrés par les figures IV.17 et IV.18.

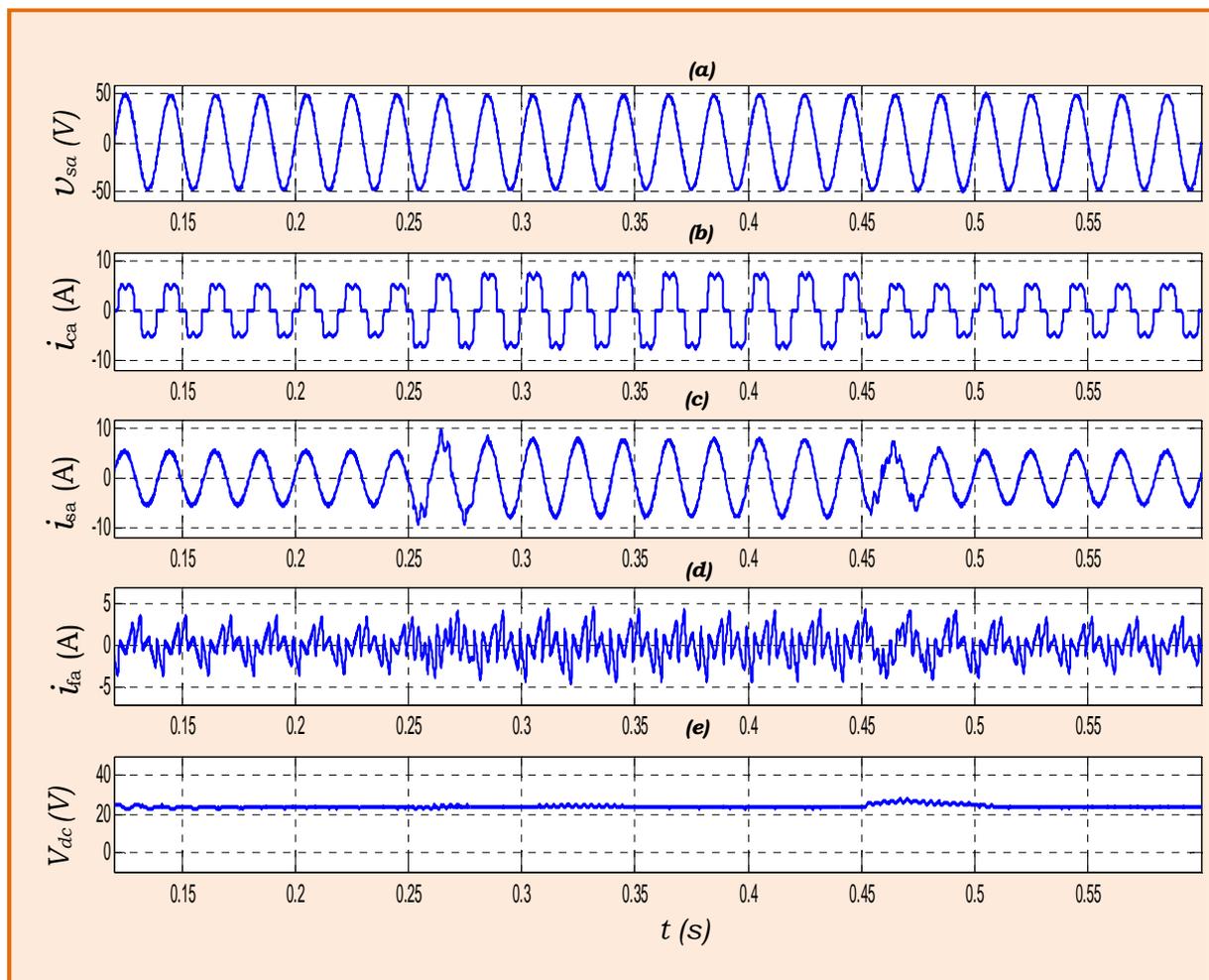


Figure IV. 17 Forme d'onde de la tension et du courant de source v_{sa} , i_{sa} , du courant de charge i_{ca} , du courant du filtre i_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V), en régime dynamique

La figure IV.17 présente les formes d'ondes de la tension source V_{sa} , des courants de charge i_{ca} , de source i_{sa} et celle du courant de compensation i_{fa} injecter par le FAPH dans le réseau, ainsi que la tension V_{dc} du bus continu .

Il apparaît clairement d'après ces résultats de simulation que dès la mise en service du FAPH, il commence instantanément à dépolluer le réseau en injectant des courants de compensation i_f dans ce dernier (Figure IV.17-a) par conséquent le courant de source i_s devient sinusoïdal, et la tension V_{dc} du bus continue demeure bien régulée en se stabilisant à sa valeur de consigne $V_{DC_réf}$, (Figure IV.17-e). La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPP est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et inaffecté par les changements brusques de la charge non linéaire aux instants $t_2=0.25s$ et $t_3=0.45s$. En effet, nous remarquons que suite à ce double sauts de charge, l'appel en courant est instantané sans pour autant affecter sa forme sinusoïdale ni sa qualité. Il en est de même pour la tension du bus qui demeure, elle aussi, inaffectée suite au double saut subit par la charge non linéaire. (Figure IV.17-e).

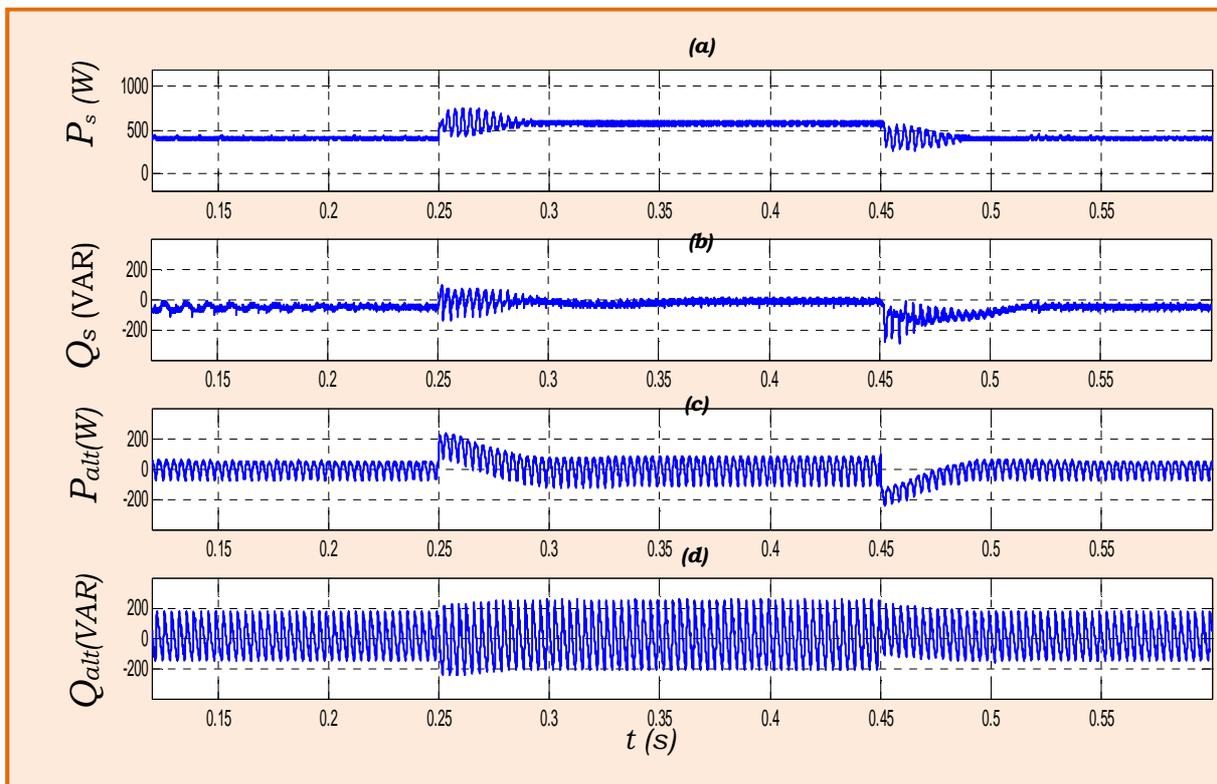


Figure IV.18 Forme d'onde de la puissance active P réactive Q avec leurs composantes alternatives, en régime dynamique

D'autre part, la figure IV.18 présente les allures de la puissance instantanée active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut. Ainsi, nous remarquons que lors du double saut subit par la charge non linéaire aux instants $t_1=0.25s$ et $t_2=0.45s$, la puissance active reprend à chaque fois sa valeur optimale après un court transitoire.

Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro, ce qui justifie la bonne robustesse de la *commande p-q* appliquée au FAPH vis-à-vis à la compensation de l'énergie réactive en régime transitoire.

IV.3.4.2-Cas d'une charge source de tension

Dan cette deuxième partie, nous présentons les résultats de simulations obtenus avec une charge *non linéaire source de tension* qui est modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D , comme c'est illustré sur la figure IV.19

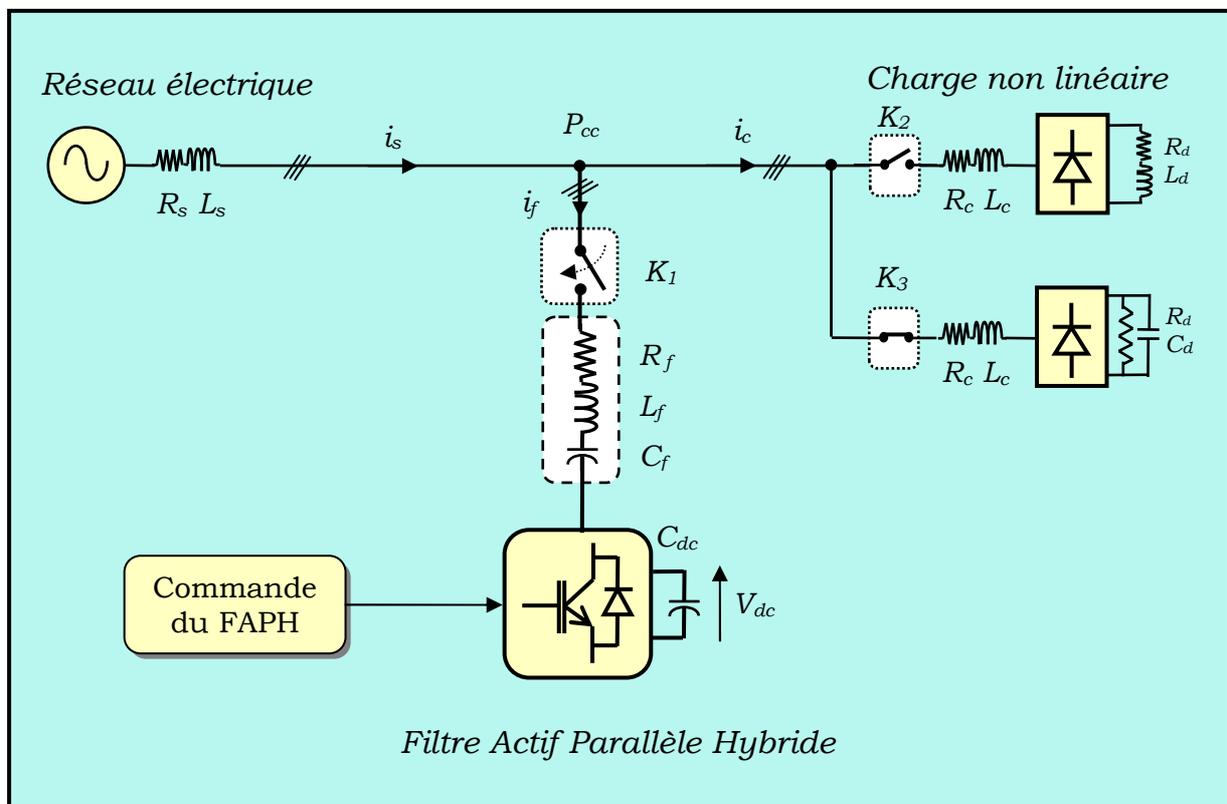


Figure IV.19 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire source de tension avant la mise en service du FAPH

IV.3.4.2-1 Avant connexion du FAPH au réseau électrique

Au début, et afin de confirmer les effets dus à la connexion d'une charge non linéaire à un réseau électrique, nous considérons le montage de la figure IV.19 ($K_1 = 0$, $K_2 = 0$ et $K_3 = 1$) où :

- Le réseau électrique est représenté par une source de tension triphasée parfaitement sinusoïdale d'amplitude V_s , de fréquence f , d'impédance interne (R_s , L_s).
- La charge non linéaire, génératrice des courants harmoniques et consommant de la puissance réactive, est modélisée par un pont redresseur triphasé PD3 débitant sur une charge capacitive d'impédance (R_{D1}/C_D).

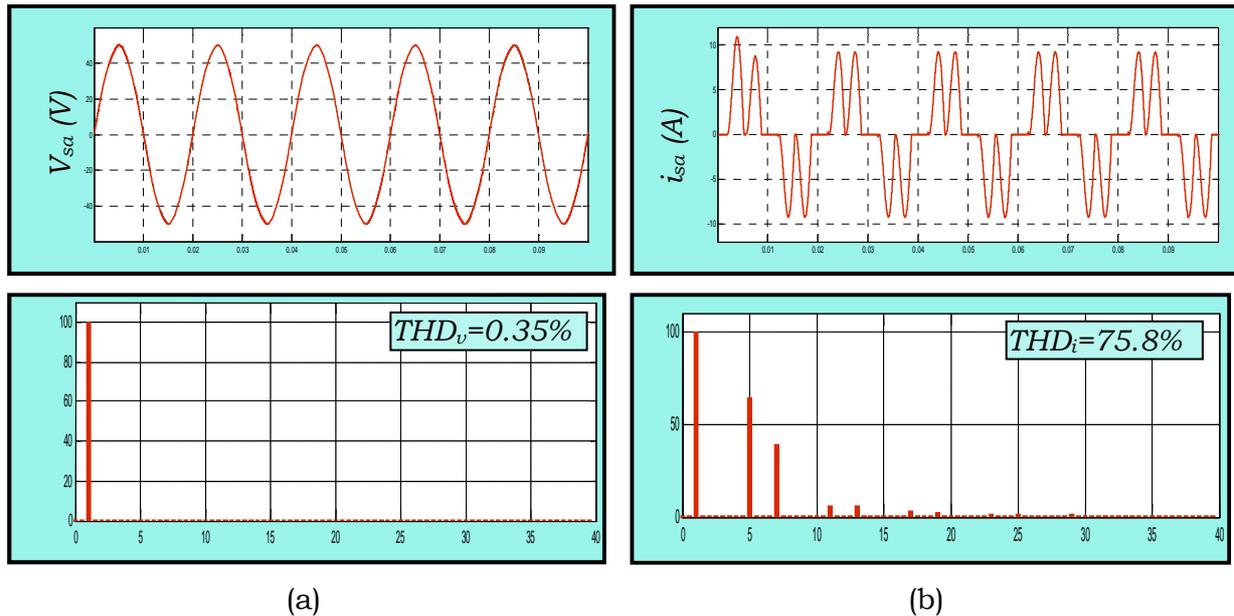


Figure IV.20 Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre

La figure IV.20 présente la forme d'onde du courant du réseau avec son spectre fréquentiel (a) ainsi que celui de la tension du réseau en (b), avant la mise en service du FAPH. D'après ces résultats, nous constatons que le courant du réseau i_s est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire source de tension avec un taux de distorsion de 75.8% qui très supérieur que celui obtenu avec une charge non linéaire source de courant (27.41%). Il en est identique au courant de charge i_c , bien que la tension V_s qui l'alimente soit sinusoïdale. Par conséquent, la puissance réactive consommée par ce type charge non linéaire est plus importante et le facteur de puissance est inférieur à l'unité.

IV.3.4.2.2 Mise en service du FAPH :

Sur la figure IV.21 nous pouvons voir qu'à l'instant $t = 0.01$ s où le FAPH est mis en service (connecté au système), il commence à injecter les courants de compensation i_f (nous ne présentons que la phase a), ce qui permet, après un

transitoire de $t_r = 150 \text{ ms}$, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un THD_i qui décroît de 75.8% à 4.1%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

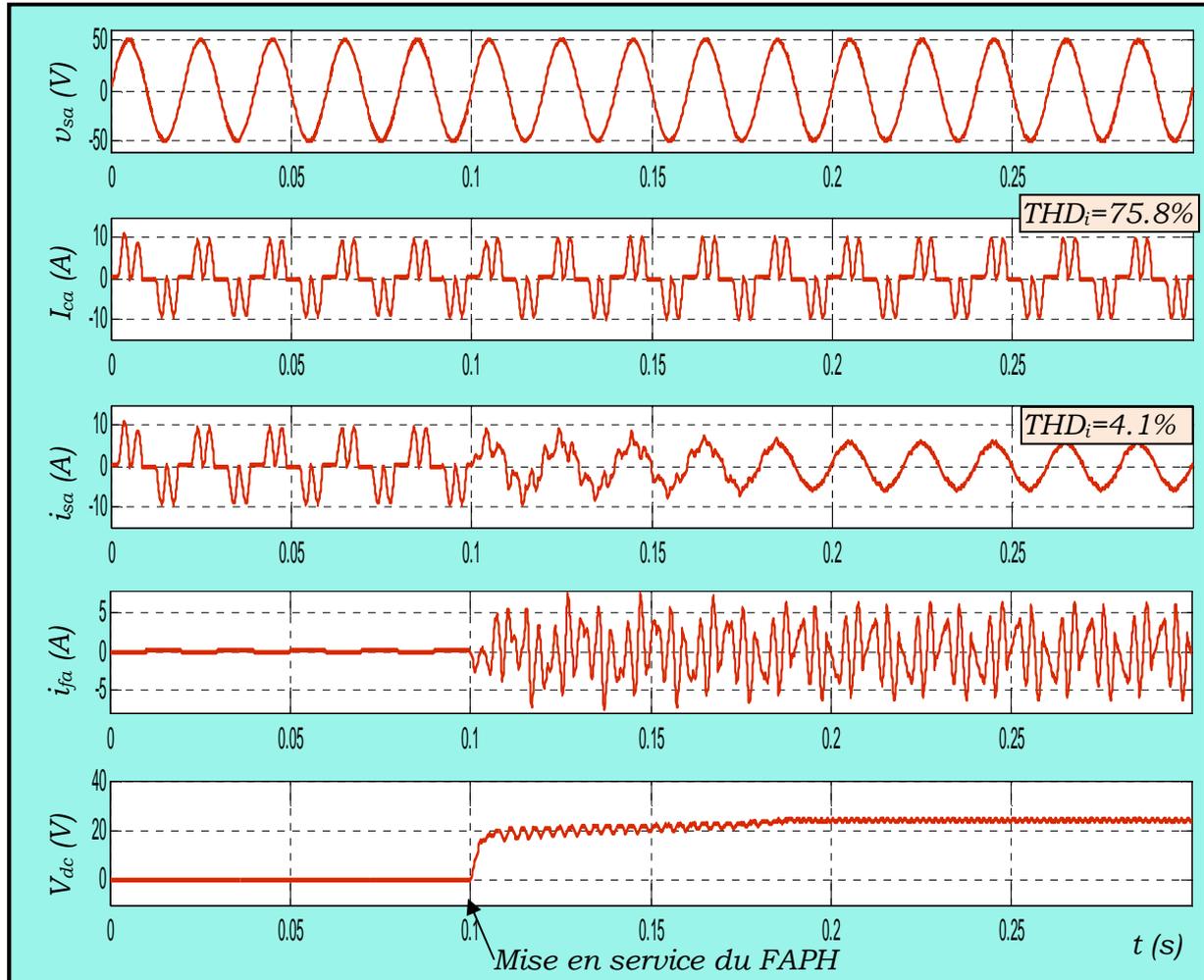


Figure IV.21 Forme d'onde de la tension de source V_{sa} , courant de charge i_{ca} , du courant de source i_{sa} , du courant du filtre i_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V) après mise en service du FAPH.

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus continu (aux bornes du condensateur de stockage C_{dc}) arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dc_ref} fixée à 25 V et ce, après le même transitoire de l'ordre de 150 ms.

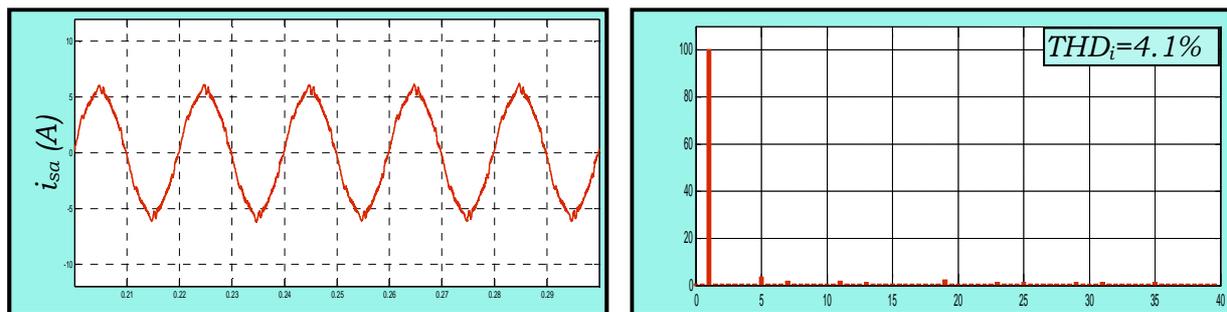


Fig. IV.22 Forme d'onde du courant du réseau i_{sa} avec son spectre en régime permanent.

La figure IV.23, illustre les formes d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut, après la mise en service du FAPH à l'instant $t=0.1s$.

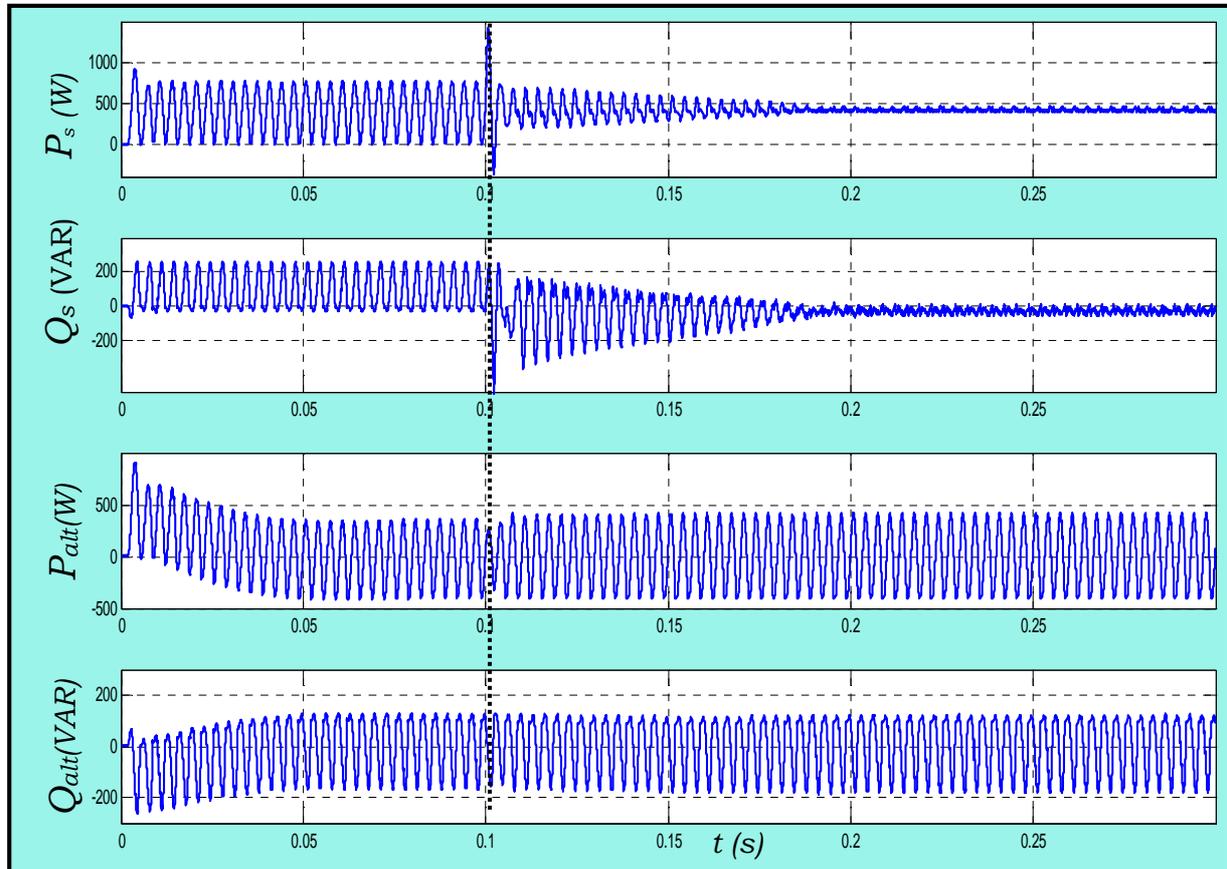


Fig. IV.23 Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q après la mise en service du FAPH

Nous remarquons que dès la mise en service du FAPP la puissance active reprend sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro.

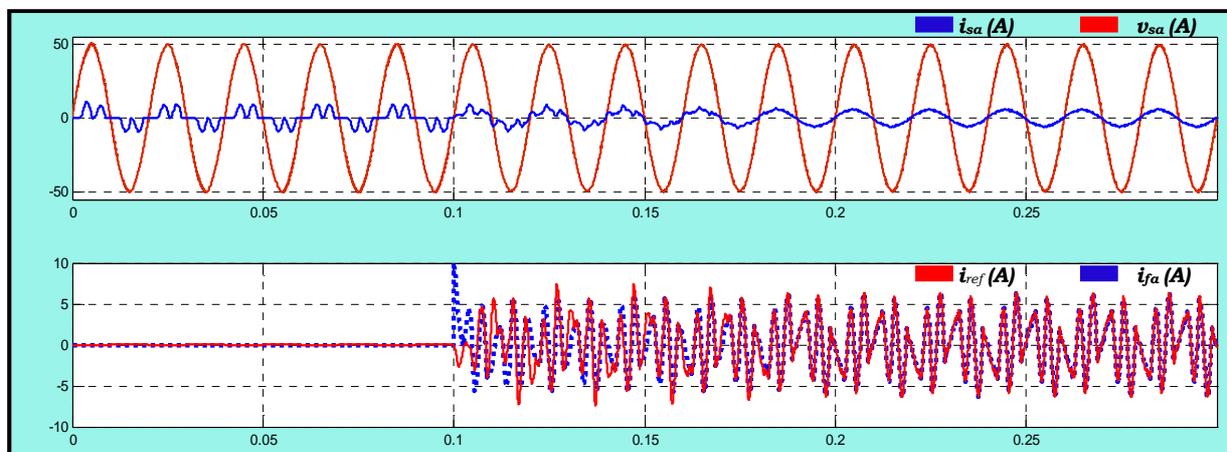


Fig. IV.24 Comportement du FAPH après sa mise en service

Sur la figure IV.24, nous pouvons constater que dès la mise en service du FAPH à le courant i_s et la tension V_s du réseau, d'une part, deviennent en phase et que le courant du réseau i_s poursuit parfaitement sa référence i_{s_ref} après un transitoire de 80 ms.

IV.3.4.1.3 Comportement du FAPH permanent :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant le comportement en régime permanent de la commande $p-q$ appliqué au FAPH. Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire et du FAPH. Les figures IV.25-26 exposent les résultats de simulation relatifs au comportement du FAPH en régime permanent.

Sur la figure IV.25 est illustré, de haut en bas et pour la phase (a), la tension réseau $v_{sa}(V)$ le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, le courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$.

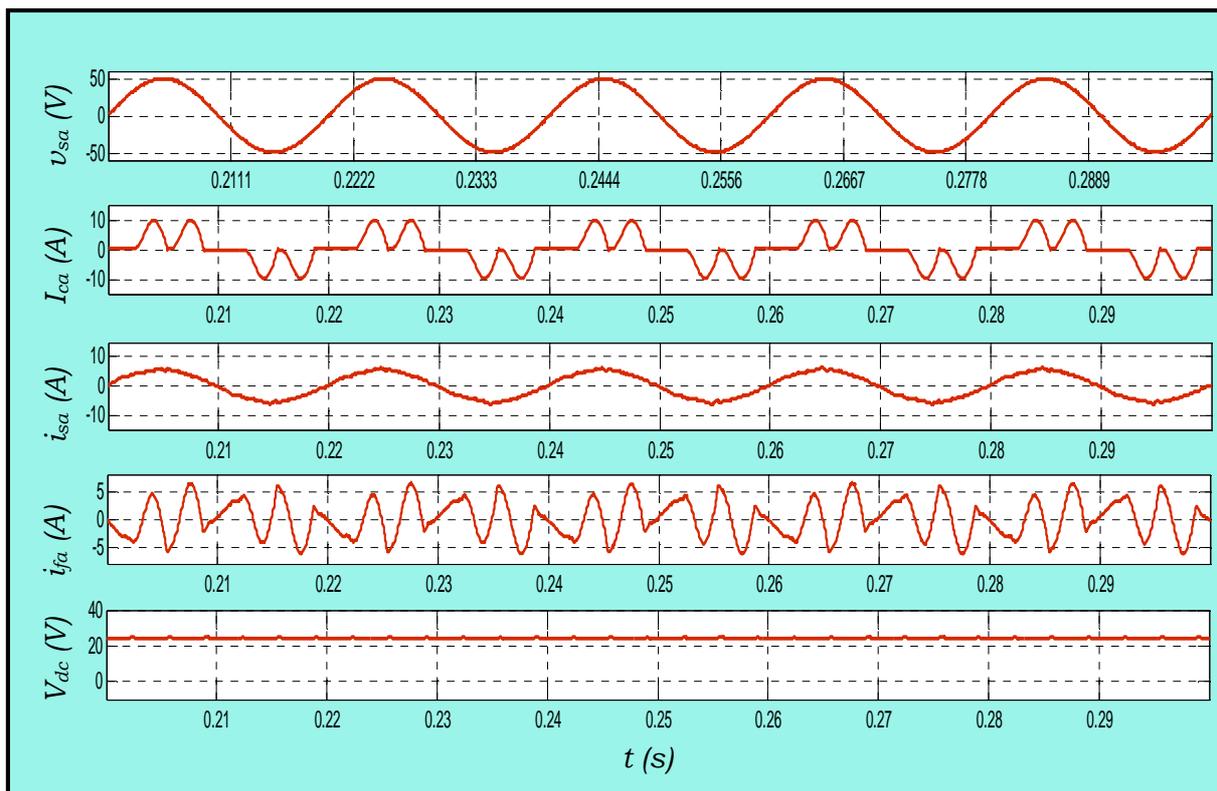


Figure IV.25 Comportement du FAPH en régime permanent : v_{sa} (V), I_{ca} (A), i_{sa} (A), V_{dc} (V)

Par ailleurs, la Figure IV.26, illustre les formes d'onde concernant les puissances instantanées active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut.

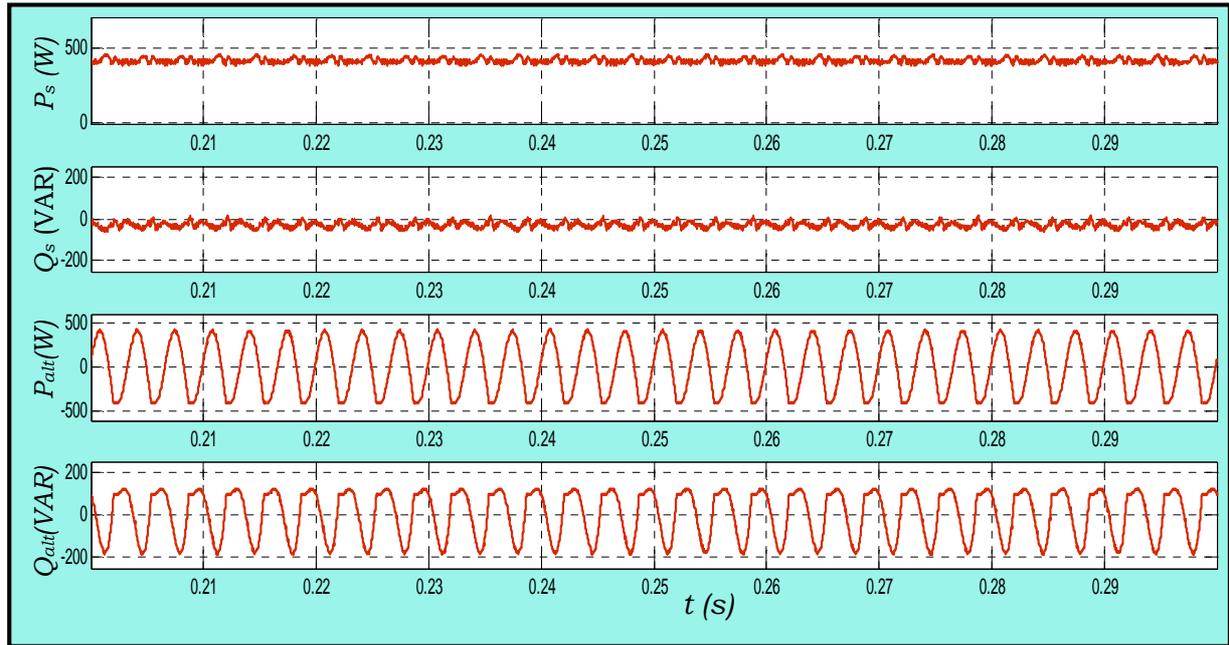


Figure IV.26 Comportement du FAPH en régime permanent : P_s (W), Q_s (VAR), P_{alt} (W) et Q_{alt} (VAR)

IV.3.4.1.4 Comportement du FAPH en régime dynamique :

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulations concernant le comportement en régime transitoire du FAPH commandé par la méthode $p-q$ lors de la connexion du FAPH au système (réseau, charge non linéaire)

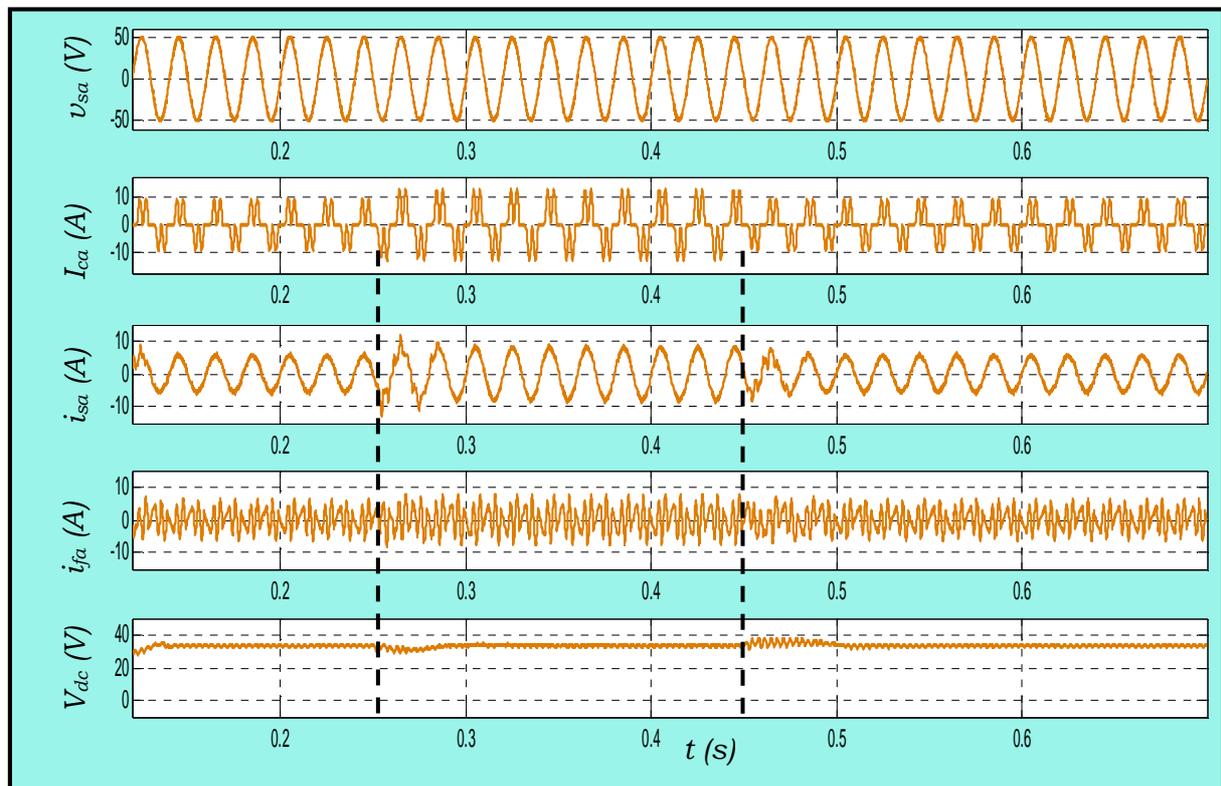


Figure IV.27 comportement du FAPH en régime dynamique : v_{sa} (V), I_{ca} (A), i_{sa} (A), V_{dc} (V)

suivi d'un double saut brusque de la charge non linéaire.

Après mise en service du FAPH à l'instant $t=0.1s$, la charge non linéaire de type source de tension subit une augmentation brusque (passage de la valeur R_{D1} à R_{D2}) (Cf. Tableau IV.1), à l'instant $t=0.25s$. Par la suite, cette même charge fait l'objet d'une diminution soudaine à l'instant $t=0.45s$. (Passage de la valeur R_{D2} à R_{D1}). Les résultats de simulations sont illustrés par les figures IV.27 et IV.28.

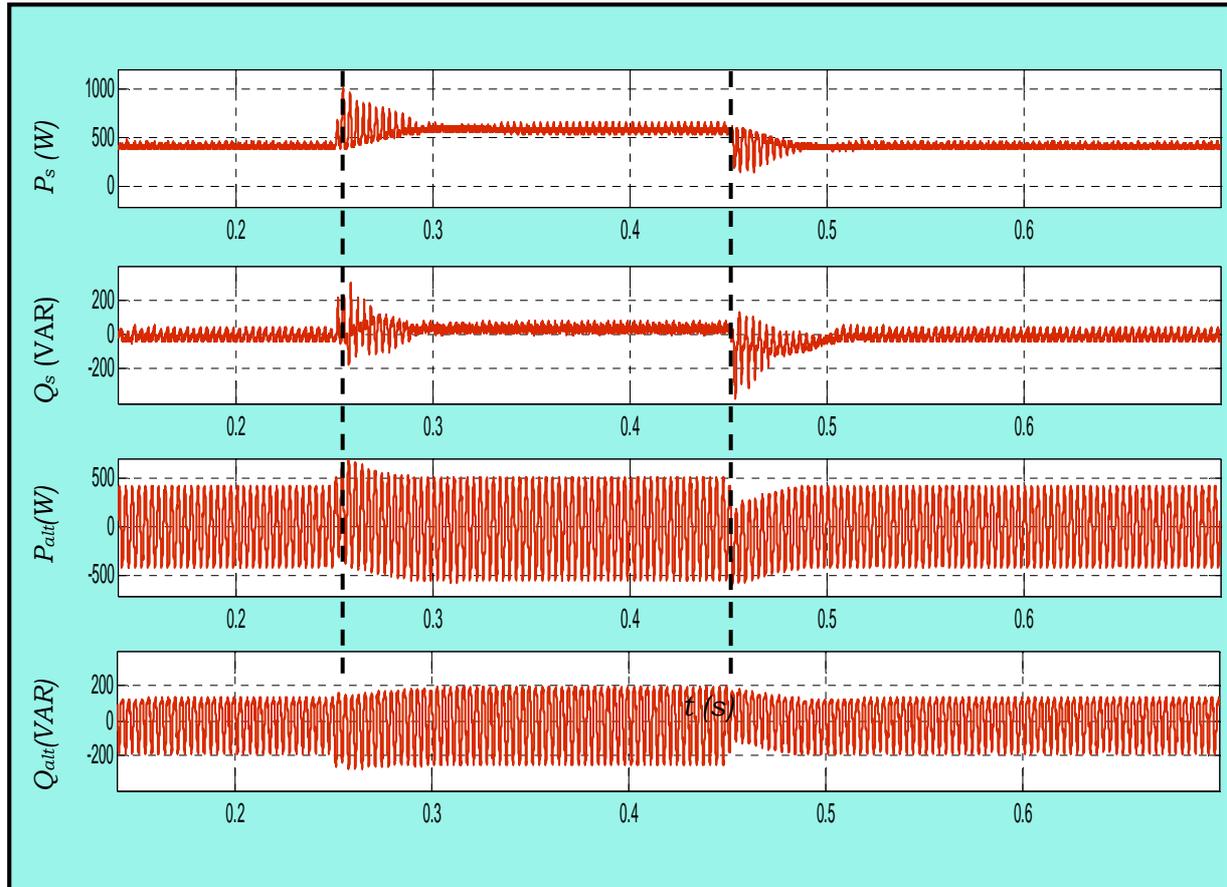


Fig. IV.28 Comportement du FAPH en régime dynamique : P_s (W), Q_s (VAR), P_{att} (W) et Q_{att} (VAR)

Les résultats de simulation illustrés par les Figures IV.27 et IV.28 témoignent de la robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPP. En effet, le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et in affecté par les changements brusques de la charge non linéaire source de tension aux instants $t_2=0.25s$ et $t_3=0.45s$. De ce fait, nous remarquons que suite à ce double sauts de charge, l'appel en courant est instantané sans pour autant affecter sa forme sinusoïdale ni sa qualité. Il en est de même pour la tension du bus qui demeure, elle aussi, in affectée suite au double saut subit par ce type de charge non linéaire.

IV.3.5 Résultats expérimentaux de la commande p-q

Dans cette partie, nous allons exposer la validation expérimentale de tous les résultats de simulations que nous avons déjà obtenus tant en régime dynamique qu'en régime statique dans le but d'évaluer la performance du FAPH et d'examiner la robustesse de sa commande $p-q$ vis-à-vis à l'amélioration de la qualité de l'énergie du réseau électrique.

Il est à noter que tous les essais expérimentaux sont réalisés dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres qu'en simulation (tableau IV.1), afin de pouvoir mener une étude comparative.

IV.3.5.1 Cas d'une charge de type source de courant : R-L

IV.3.5.1-1 Avant mise en service du FAPH

Les résultats expérimentaux avant la mise route du FAPH (réseau électrique triphasé, charge non linéaire source de courant) sont illustrés par la figure IV.29. Sur la partie (a) de cette figure nous avons représenté la forme d'onde de la tension du réseau v_{sa} (pour la phase a) ainsi que le courant de source i_{sa} qui est identique dans ce cas là au courant i_{ca} consommé par la charge polluante, du moment que le FAPH n'est pas encore mis en marche.

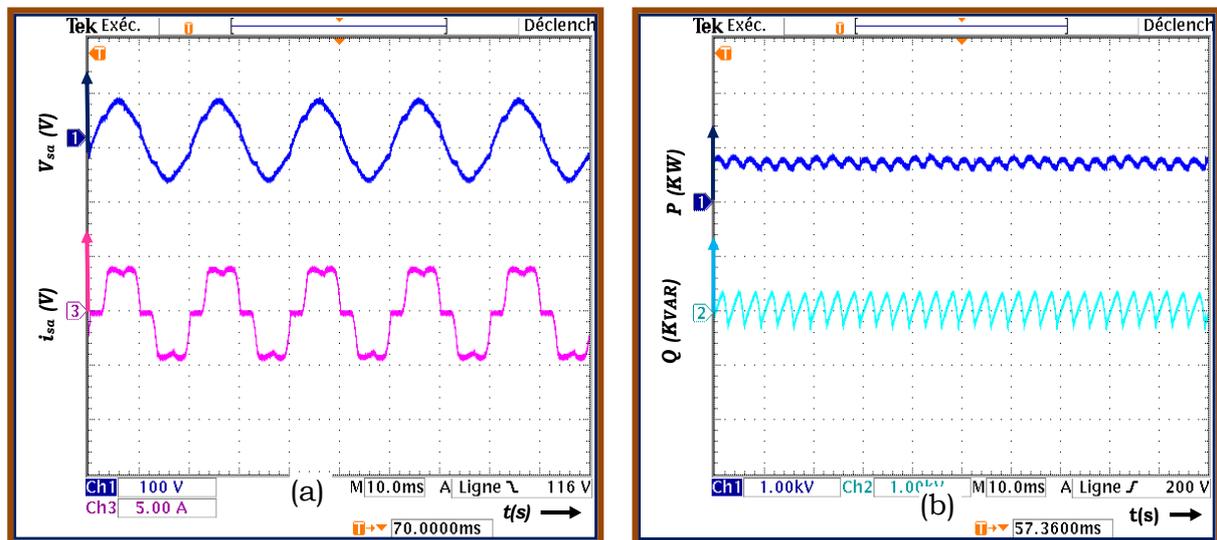


Figure IV.29 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH
(a): V_{sa} (V), i_{sa} (A) et (b): P (kW), Q (kVAR).

La figure IV.29-b représente les formes d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q fournies par le réseau.

A l'aide de l'analyseur de réseaux électriques triphasés CA8335 de Chauvin Arnoux, nous avons relevé le diagramme vectoriel des tensions et courants, le bilan des

puissances de la charge non linéaire, les formes d'ondes des trois courants de source i_{s123} , ainsi que celles des trois tensions de source v_{s123} avec leurs taux de distorsion harmoniques respectifs.

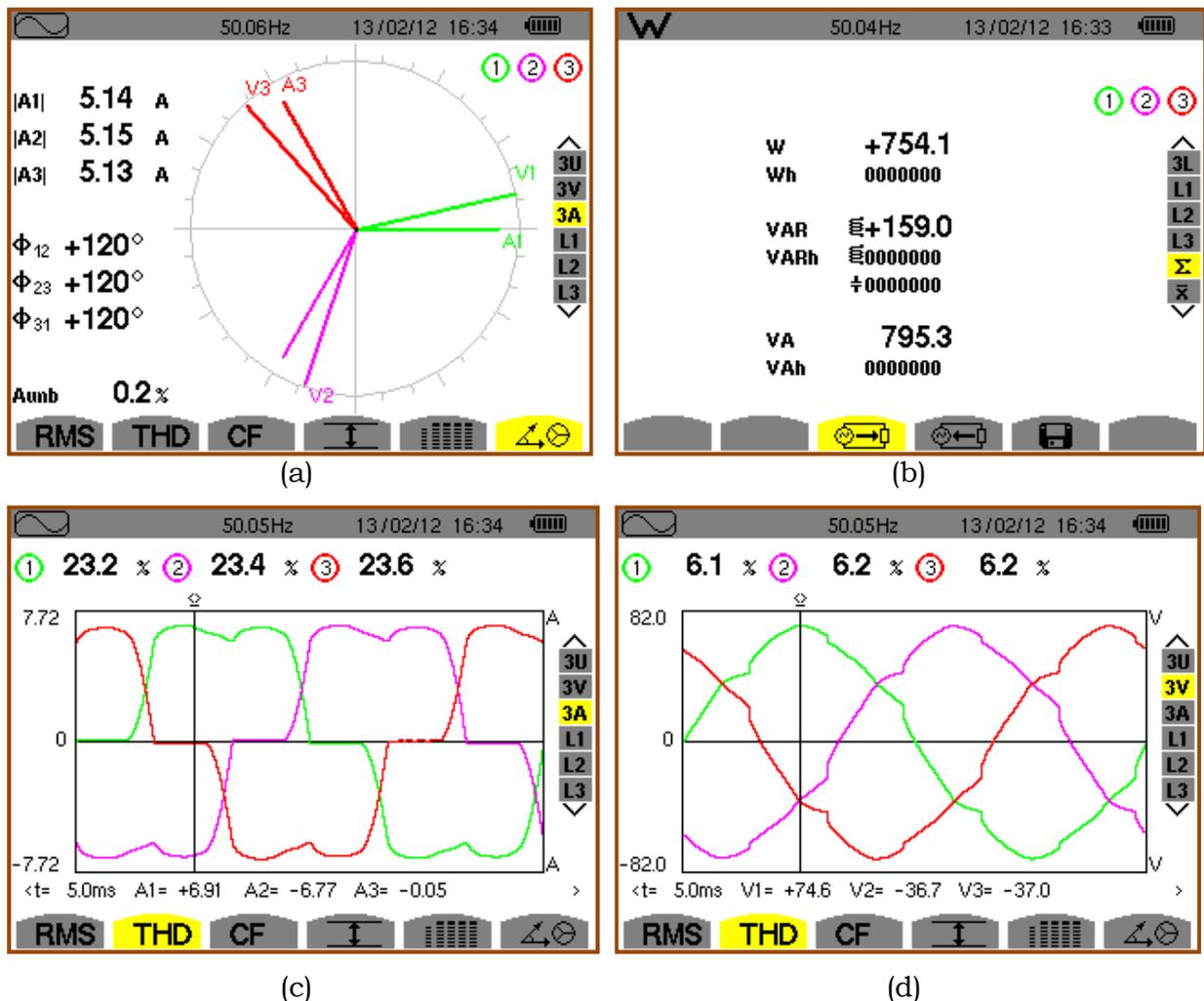


Figure IV.30 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH
 (a) : Diagramme vectoriel, (b): Bilan des puissances de la charge non linéaire, (c) Courants de source i_{s123} (A) et (d) Tensions de source v_{s123} (V)

La figure IV.30-a représente le diagramme vectoriel qui nous indique le déphasage entre les deux systèmes de tensions et de courants. Le bilan des puissances consommées par la charge polluante est illustré par la figure IV.30-b. La figure IV.30-c illustre le système de courant de source triphasé avec une indication du THD_i pour chaque phase dont la moyenne est de l'ordre de 23% et la figure IV.30-d présente le système de tension de source triphasé avec une indication du THD_v pour chaque phase qui est de l'ordre de 6%.

IV.3.5.1-2 Comportement du FAPH en régime permanent

Les résultats expérimentaux concernant le comportement en régime permanent de la commande $p-q$ appliqué au FAPH vont être exposés dans ce paragraphe. Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire type source de courant et du FAPH. Les figures IV.31-35 exposent le compte rendu relatif au comportement du FAPP en régime permanent.

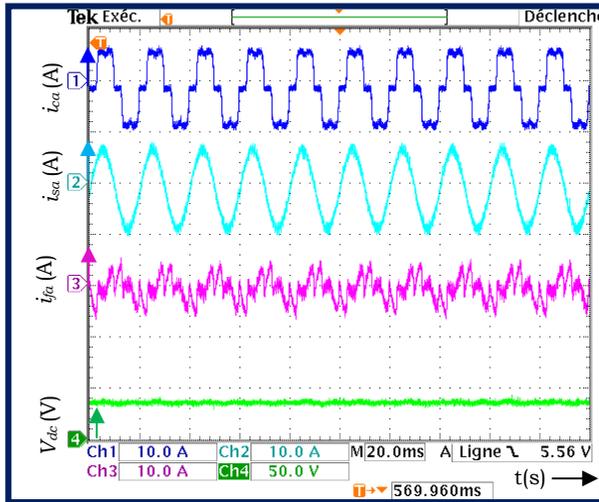


Figure IV.31. Courant de charge $i_{ca}(A)$, Courant de source $i_{sa}(A)$, Courant de filtre $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$, en régime permanent.

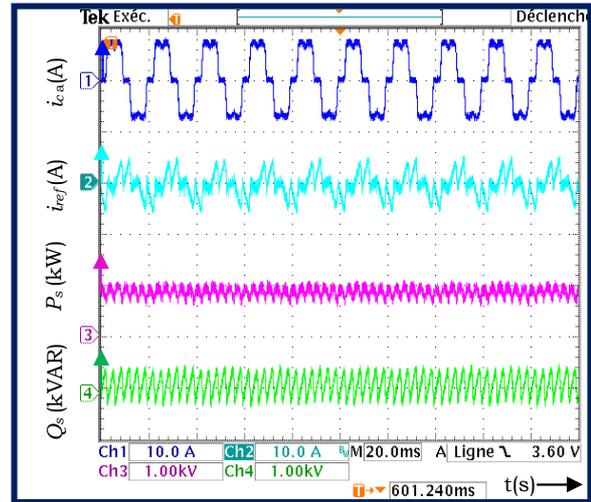


Figure IV.32. Courant de référence $i_{ref}(A)$, puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), en régime permanent.

La figure IV.31 illustre, de haut en bas et pour la phase (a), le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, le courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$ après mise en marche du FAPH.

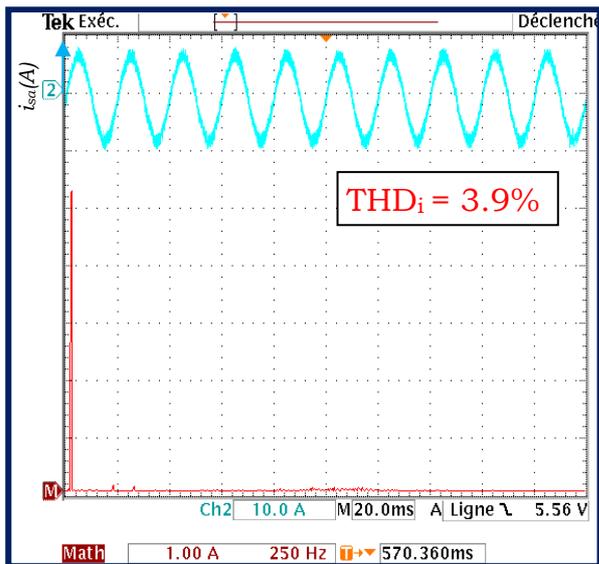


Figure IV.33 Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPH.

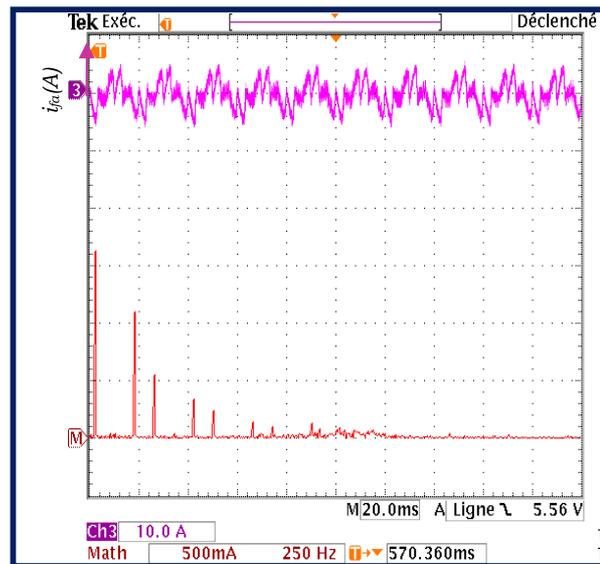


Figure IV.34 Courant de compensation i_{fa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPH.

D'autre part, la figure IV.32 présente respectivement, la forme d'onde du courant de référence délivré par le bloc de la *commande p-q* pour la phase (a) et l'allure des puissance instantanées active P et réactive Q, après la mise en marche du FAPP en régime permanent, en plus de celle du courant de charge.

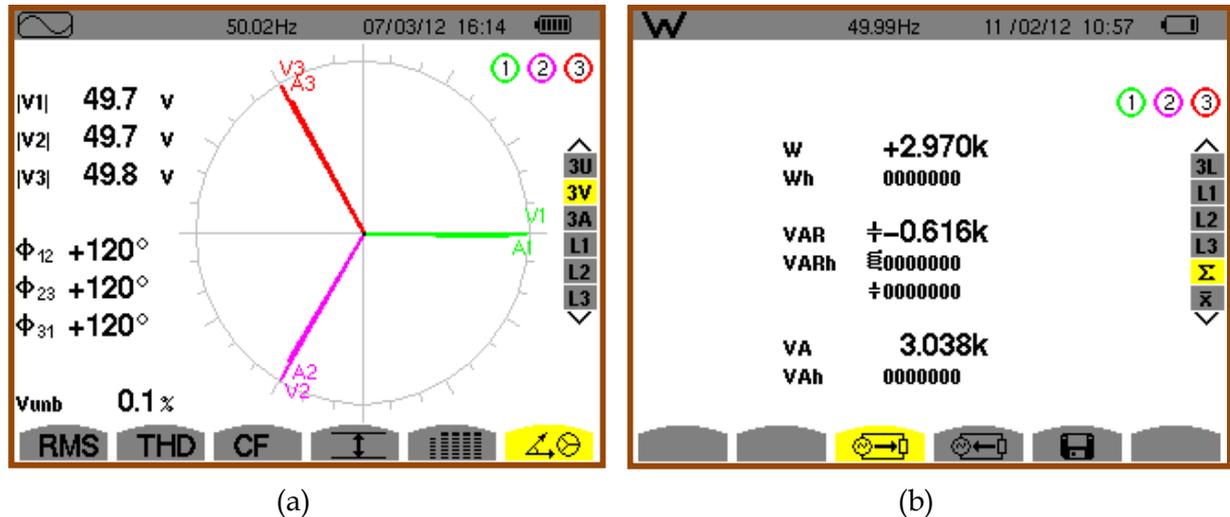


Figure IV.35 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH
 (a) : Diagramme vectoriel, (b) : Bilan des puissances de la charge non linéaire
 En régime permanent

A l'aide l'analyseur de réseau CA8335 nous avons pu relever, d'une part sur la figure IV.35-a, le diagramme vectoriel du système de tensions et courants, et sur la figure IV.35-b le bilan des puissances instantanées concernant la charge non linéaire.

D'après ces résultats expérimentaux en régime permanent, il apparaît clairement qu'après la mise en marche du FAPH par activation de sa *commande p-q* qui lui est appliquée, ce dernier arrive à améliorer la qualité de l'énergie en compensant une bonne partie des harmoniques générés par la charge polluante par injection du courant i_f dans le réseau électrique (Figure IV.34). En effet, le courant de source i_{sa} , comme le montre la figure IV.33, reprend sa forme sinusoïdale avec un THD_i qui décroît de 23.6% à 4.7%.

De plus, l'amélioration de la qualité d'énergie est démontrée par les résultats présentés d'une part par la figure. IV.35-b où l'on peut déduire qu'une bonne partie la puissance réactive est compensée.

Au final, la tension du bus continu V_{dc} demeure bien régulée autour de sa tension de référence V_{dc_ref} imposée ici à 25V (au lieu de 142 V avec le FAPP pour le même réseau) avec la précision voulu en en ne présentant aucune perturbation.

IV.3.5.1-3 Comportement du FAPH en régime transitoire

Dans cette section, nous allons présenter les résultats pratiques concernant le comportement en régime transitoire du FAPH commandé par la *méthode p-q*. Ainsi, dans le but de valider expérimentalement la robustesse de la *commande p-q* appliquée au FAPH durant un régime transitoire et par conséquent évaluer sa stabilité, nous avons réalisés les essais pratiques, comme nous l'avons déjà réalisé avec le FAPP, selon deux aspects de fonctionnement, à savoir :

- Mise en service du FAPH.
- Mise en service du FAPH suivi d'une variation brusque de la charge non linéaire.

Nous rappelons une fois de plus, qu'avant de mettre le FAPH en service, nous devons suivre les étapes suivantes:

1. Charger le bus continu de l'onduleur sans pour autant avoir envoyé d'ordre de commande aux interrupteurs. Dans ce cas, les IGBTs de l'onduleur sont bloqués et le courant limité par l'inductance L_f , circule à travers les diodes montées en antiparallèle et vient charger l'élément de stockage C_{dc} .
2. Mettre sous tension du réseau progressivement afin d'éviter les gradients de courants trop importants dans les diodes.
3. Donner les ordres de commande des IGBTs, ainsi la charge du condensateur C_{dc} peut donc s'achever et la tension du bus continu V_{dc} peut atteindre la valeur imposée par la consigne de la régulation de tension ($V_{dc-ref} = 25V$).

Notons aussi, que ces essais sont réalisés avec le même banc expérimental détaillé au paragraphe III.2.3, et avec les mêmes paramètres récapitulés dans le Tableau IV.1.

a- **Mise en service du FAPH**

Nous allons présenter, dans cette partie, les résultats pratiques du système global (réseau, charge non linéaire source de courant et le FAPH) sachant qu'au démarrage la commande n'est pas encore appliquée au FAPH, par conséquent il ne délivre aucun courant de compensation. Les figures IV.36-37 résument les résultats de cette expérimentation.

Sur la figure IV.36 est illustré respectivement de haut en bas et pour la phase (a), la tension de source $v_{sa}(V)$, le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$ et le courant de compensation $i_{fa}(A)$, injecté par le FAPH dans le réseau électrique.

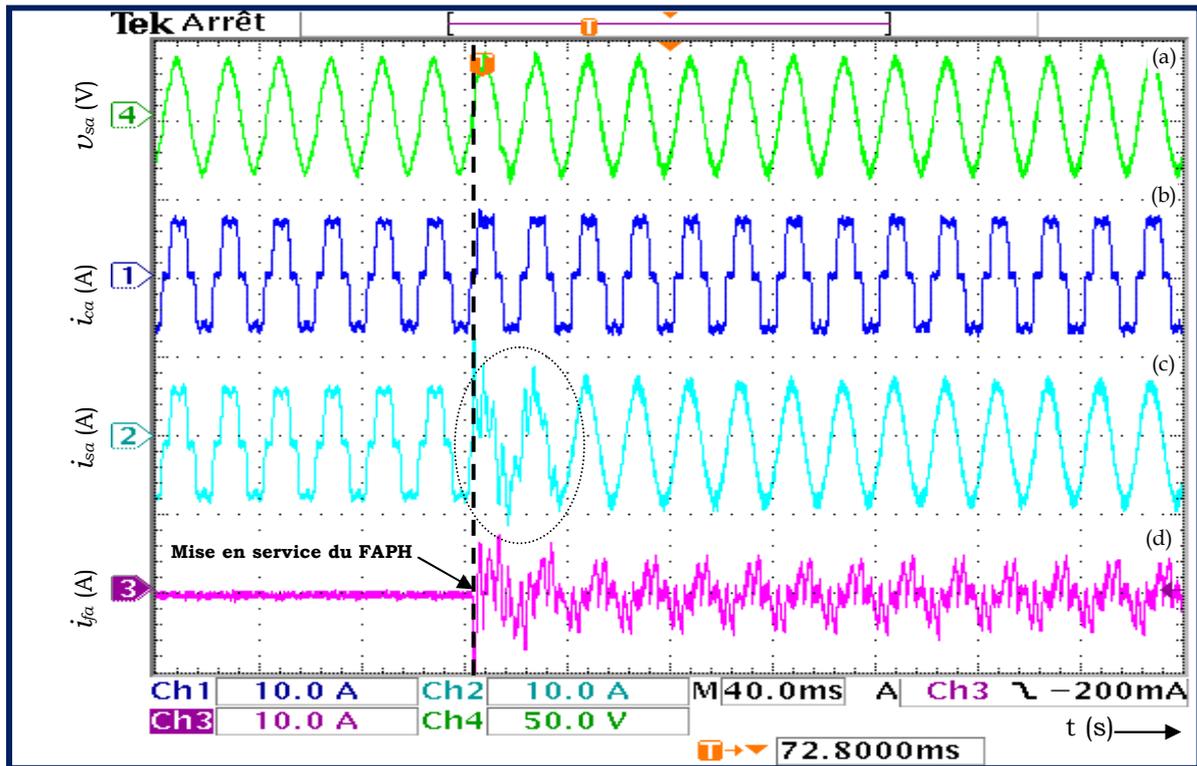


Figure IV.36 Résultats expérimentaux avant puis après la mise en service du FAPH : Tension de source $v_{sa}(V)$, courant de charge $i_{ca}(A)$, courant de source $i_{sa}(A)$, courant du filtre $i_{fa}(A)$

Au démarrage du test, quand le FAPH n'est encore mise en route, le courant de source i_{sa} est identique au courant de la charge non linéaire i_{ca} caractérisé par un spectre riche en harmoniques avec un assez élevé $THD_i = 23.6\%$, ce qui est logique du moment que le FAPP n'injecte à ce moment-là aucun courant de compensation ($i_f = 0$) dans le réseau électrique.

Une fois le AFPP mise en marche en activant sa commande, il injecte instantanément le courant de compensation i_f (Figure IV.36-d) dans le réseau électrique permettant ainsi de rendre la forme sinusoïdale au courant de source i_s (Figure IV.31-c) et d'être en phase avec la tension de source v_s après un transitoire de 30ms. Par ailleurs, la tension du bus continu converge vers sa valeur de référence ($V_{dc_ref} = 25 V$).

Par ailleurs, sur la figure IV.37 où est illustré les formes d'ondes de la puissance instantanée active P et réactive Q en plus de celles de la tension source v_{sa} et du courant de charge i_{ca} , nous déduisons qu'à l'instant correspondant à la mise en route du FAPH, la puissance instantanée P délivrée au niveau de la source reprend instantanément sa valeur initiale (Figure IV.37-c), alors que l'énergie

réactive Q tend vers zéro et continue à osciller autour de cette valeur (Figure IV.37-d).

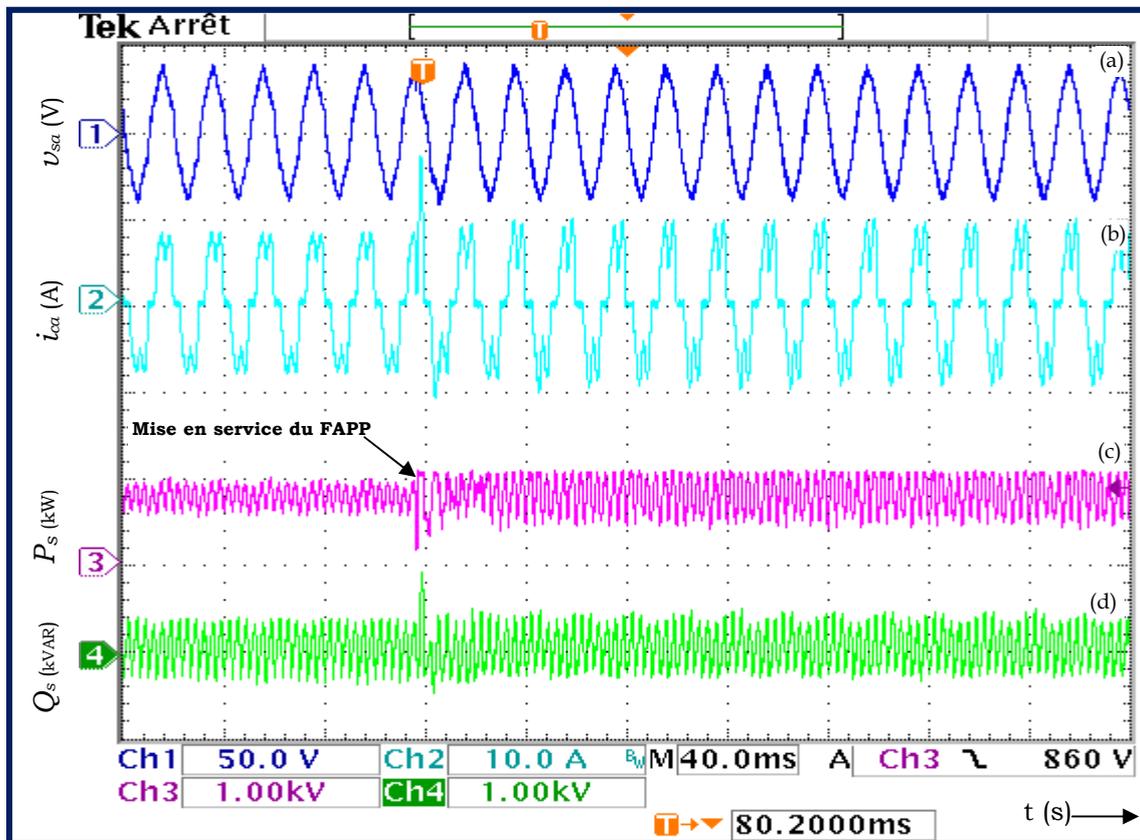


Figure IV.37 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de référence i_{ref} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)

b- Mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge

Dans ce paragraphe, l'évaluation de la rapidité et la robustesse de la commande $p-q$ appliquée au FAPH est étudiée. Nous allons tester expérimentalement le comportement du système en régime transitoire lors de la mise marche du système FAPH suivis d'un changement brusque de la charge non linéaire source de courant.

Le résultat de cet essai est illustré par la figure IV.38, où l'on a représenté, de haut en bas et pour la phase (a), les formes d'ondes de la tension de source v_{sa} (V), du courant de charge i_{ca} (A), du courant de source i_{sa} (A), et finalement le courant du FAPH i_{fa} (A).

Dès la connexion du FAPP au réseau (Figure IV.38), il apparait clairement que le courant de source i_s (Figure IV.38-c) devient instantanément sinusoïdal et que la tension du bus continu V_{dc} converge vers sa référence $V_{dc_ref} = 25$ V.

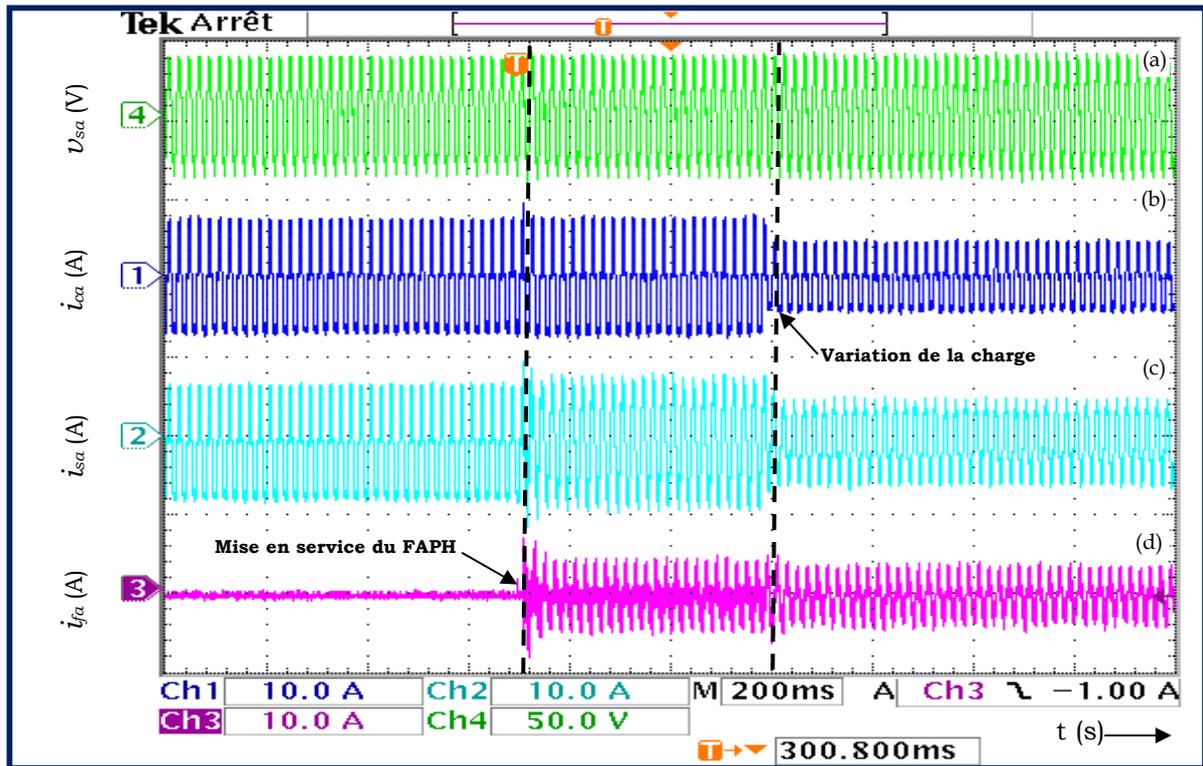


Figure IV.38 : Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: Tension de source v_{sa} (A), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), et courant du filtre i_{fa} (A).

Juste après la mise en service du FAPP, la charge non linéaire subit un changement brusque (diminution de sa valeur de presque 50%) par conséquent le courant i_c qui la traverse double de valeur (Figure IV.38-b). La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPH est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoidal et in affecté par ce saut de charge. Par ailleurs, nous constatons que la tension V_{dc} du bus continu demeure également régulée à sa valeur de consigne $V_{DC_réf} = 25$ V, ce qui témoigne de la bonne dynamique de la commande $p-q$. Cette caractéristique compte parmi les points forts de cette méthode.

Par ailleurs, la figure IV.39 présente les résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge, de la tension de source v_{sa} , du courant de charge i_{ca} , de la puissance active P , et de puissance réactive Q .

A partir de ces résultats expérimentaux (Figure 39), nous observons que la puissance active P subit une augmentation relative à ce saut de charge, cependant l'énergie réactive Q continue à osciller autour de sa valeur moyenne nulle.

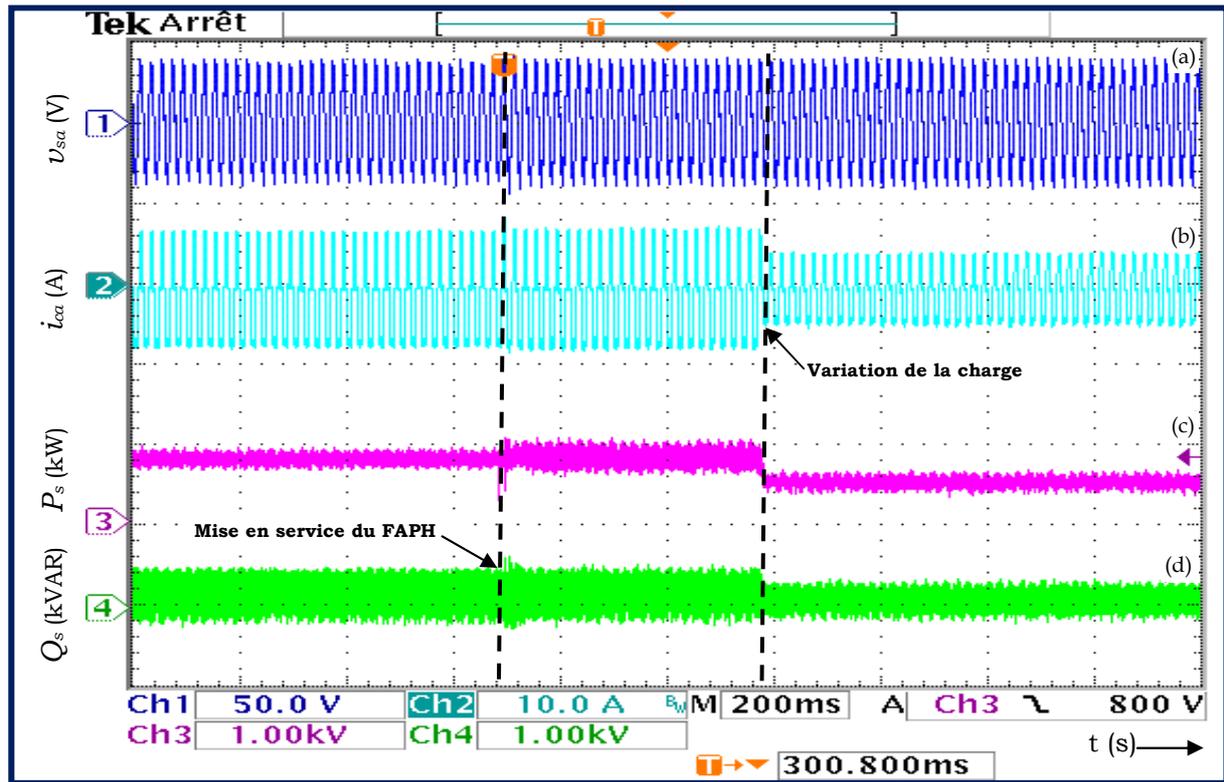


Figure IV.39 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)

IV.3.5.2 Cas d'une charge de type source de tension:

Après avoir étudié le FAPH avec le premier type de charge non linéaire, nous allons présenter dans cette deuxième partie, les résultats expérimentaux obtenus avec une charge *non linéaire source de tension* qui est modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D , comme c'est mentionné sur la figure IV.19

IV.3.5.2.1 Analyse du système avant la mise en marche du FAPH

Dans un premier temps, nous exposons les résultats expérimentaux du système avant la mise en marche du FAPH comme c'est indiqué sur la figure IV.19 ($K_1 = 0$, $K_2 = 0$ et $K_3 = 1$).

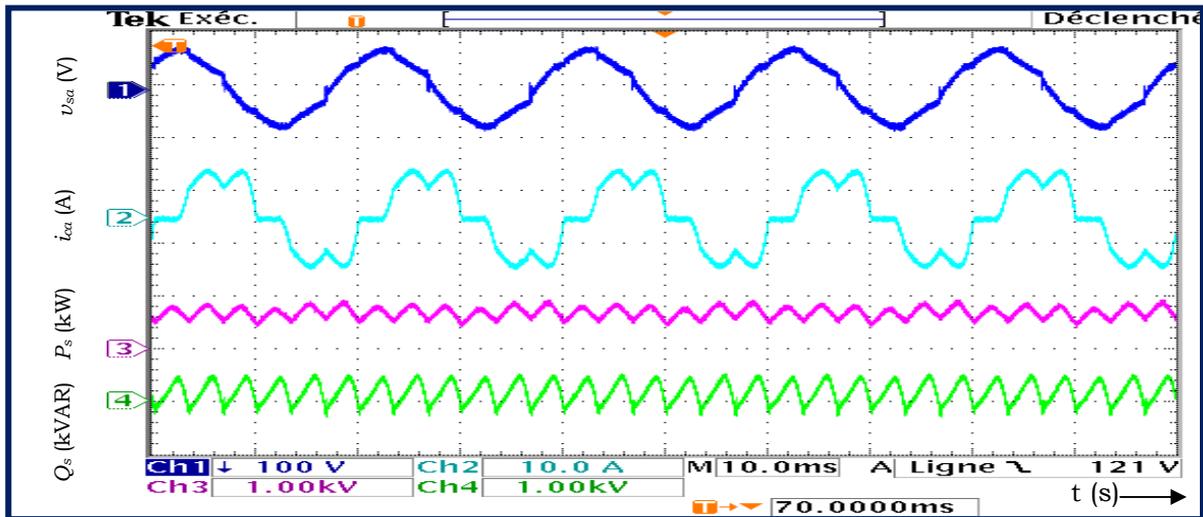


Figure IV.40 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH
 tension de source v_{sa} (V), courant de source i_{sa} (A), la Puissance active P (kW) et réactive Q (kVAR).

La figure IV.40 illustre les résultats d'expérimentation de la tension de source v_{sa} (V), courant de source i_{sa} (A), la Puissance active P (kW) et réactive Q (kVAR) avant la mise en marche du FAPH.

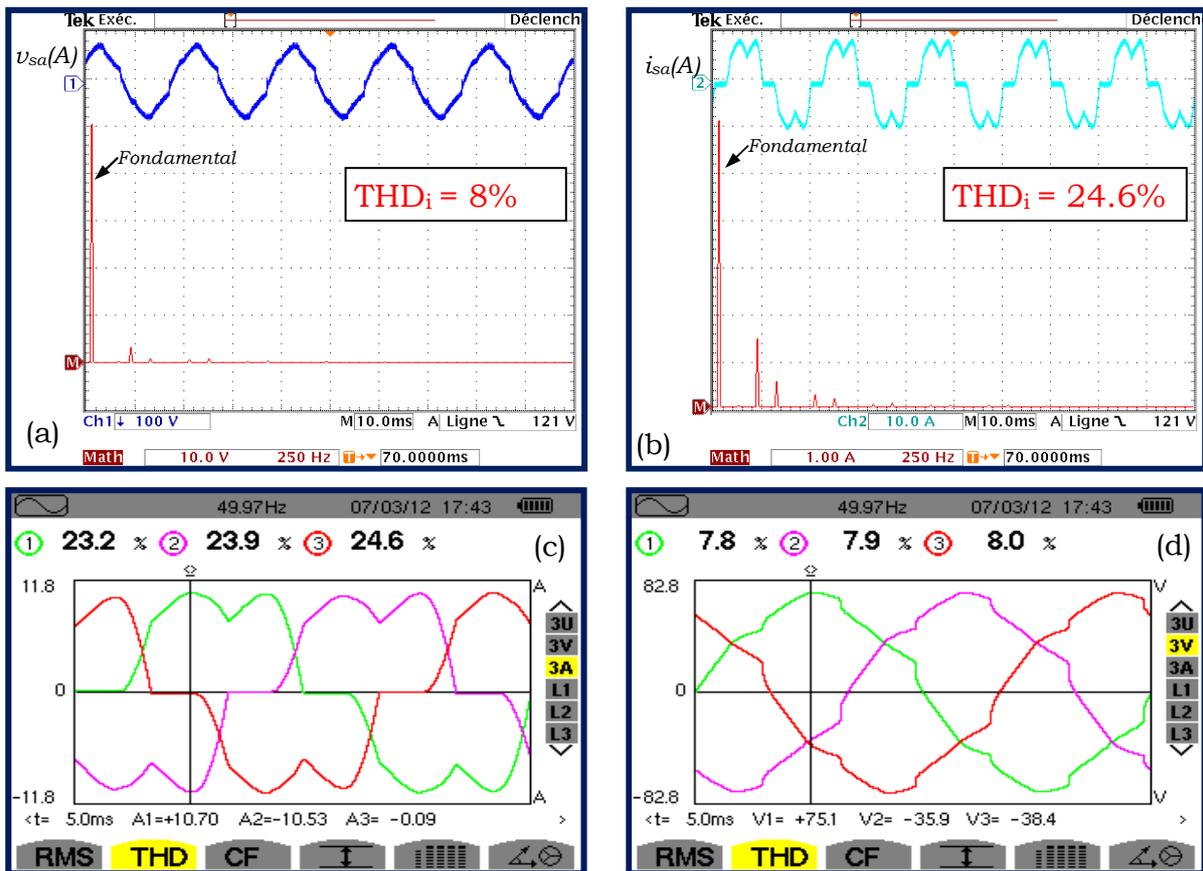


Figure IV.41 Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH
 (a): tension de source v_{sa} (V), (b) : courant de source i_{sa} (A), (c) : tension de source v_{sa123} la
 (d) : courant de source i_{sa123}

La Figure IV.41 présente les résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH, (pour la phase a), de tension de source v_{sa} , du courant de source i_{sa} , et des tensions et courants triphasés du réseau de source v_{sa123} relevés à l'aide de l'analyseur de réseau. Le relevé du diagramme vectoriel du système courant-tension et celui du bilan des puissances de la charge non linéaire sont illustrés par la Figure IV.42

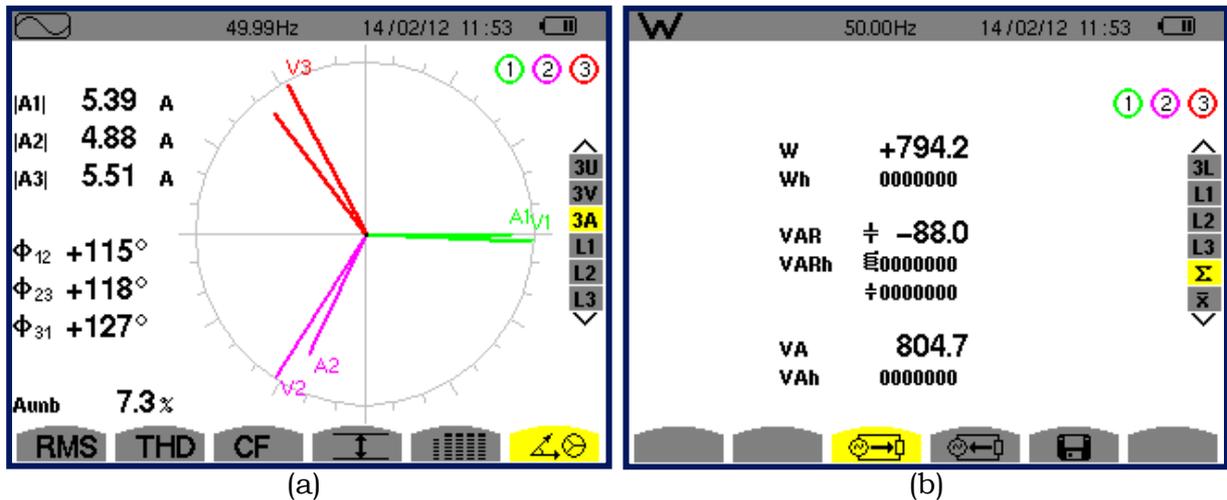


Figure IV.42 Résultats expérimentaux Avant connexion du FAPH :
(a) :Diagramme vectoriel Courants-Tensions, (b) : Bilan des puissances

IV.3.5.2.2 Régime permanent

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats expérimentaux du système en régime permanent après la mise en service du FAPH pour une charge non linéaire source de tension, comme c'est indiqué sur la figure IV.19 avec ($K_1=1$, $K_2=0$ et $K_3=1$).

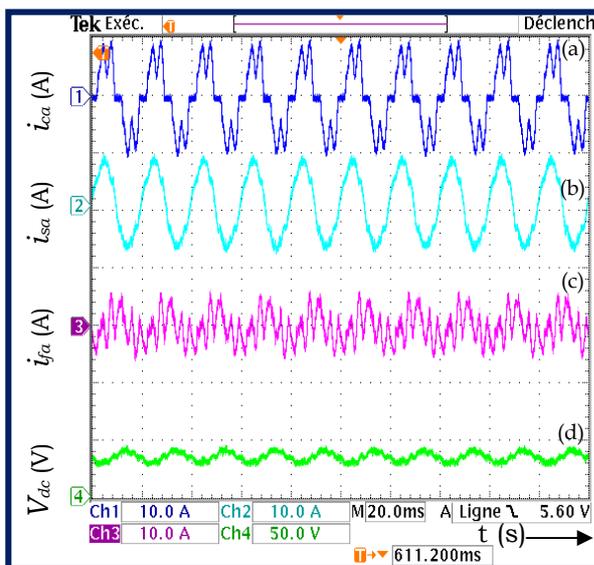


Figure IV.43. Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de filtre i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V).

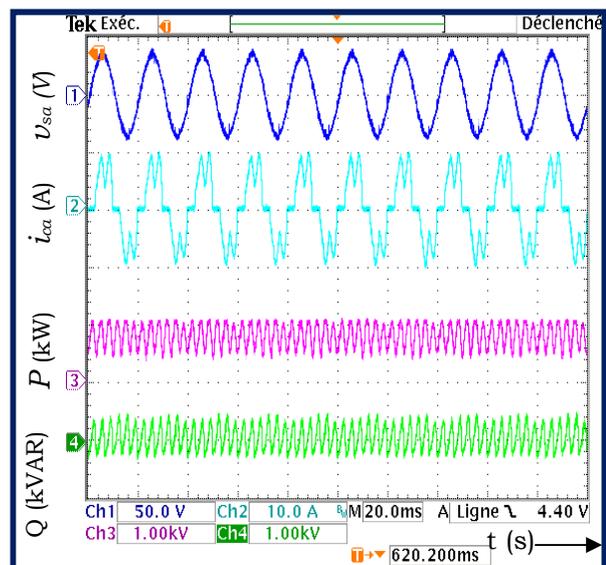


Figure IV.44. Tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), en régime permanent.

La figure IV.43 présente les résultats expérimentaux en régime permanent (pour la phase a) du courant de charge i_c , courant de source i_s , Courant de filtre i_f et la tension du bus continu V_{dc} , cependant la figure IV.44 illustre les formes d'ondes expérimentales de la tension de source $v_{sa}(V)$, courant de charge $i_{ca}(A)$, puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR).

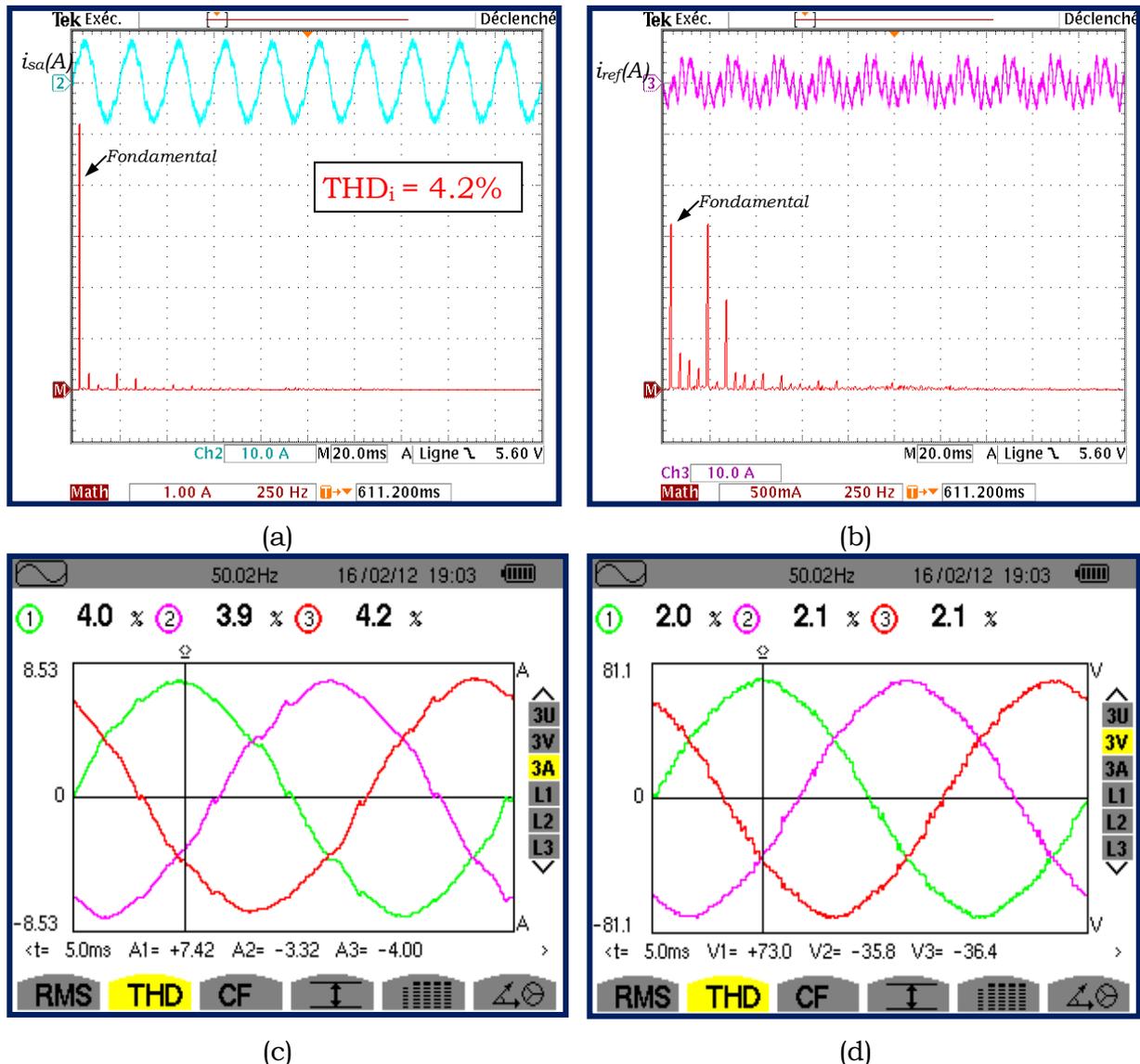


Figure IV.45 Résultats expérimentaux en régime permanent

(a): Courant de source i_{sa} (A), (b) : courant de référence i_{ref} (A), (c) : tension de source v_{sa123} la (d) : courant de source i_{sa123}

Sur la figure IV.45 est illustré les résultats expérimentaux en régime permanent du courant de source i_{sa} (A), du courant de référence i_{ref} (A), ainsi que les relevés avec l'analyseur de réseau des tensions de source triphasées v_{sa123} et des courants de source triphasés i_{sa123} . Nous pouvons déduire qu'en régime permanent, le courant de source i_{sa} reprend sa forme sinusoïdale avec un THD_i qui décroît de 24.6% avant la connexion du FAPH au réseau électrique à 4.2% et que la tension du bus continu V_{dc} demeure bien régulée à sa référence $V_{dc_ref} = 25$ V.

IV.3.5.2.3 Comportement en régime transitoire

Dans cette section, nous allons présenter les résultats pratiques concernant le comportement en régime transitoire du FAPP commandé par la méthode p-q avec une charge non linéaire type source de tension. Dans le but de valider expérimentalement la robustesse de la *commande p-q* appliquée au FAPP durant un régime transitoire et par conséquent évaluer sa stabilité, nous avons réalisés les essais pratiques, comme pour la commande précédente, selon deux aspects de fonctionnement, à savoir :

- Mise en service du FAPH.
- Mise en service du FAPH suivi d'une variation brusque de la charge non linéaire source de tension.

IV.3.5.2.3.1 Mise en service du FAPH.

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats expérimentaux du système global (réseau, charge non linéaire source de tension et FAPH) sachant qu'au démarrage la commande n'est pas encore appliquée au FAPH, par conséquent il ne délivre aucun courant. Les figures IV.46-47 résument les résultats de cet essai.

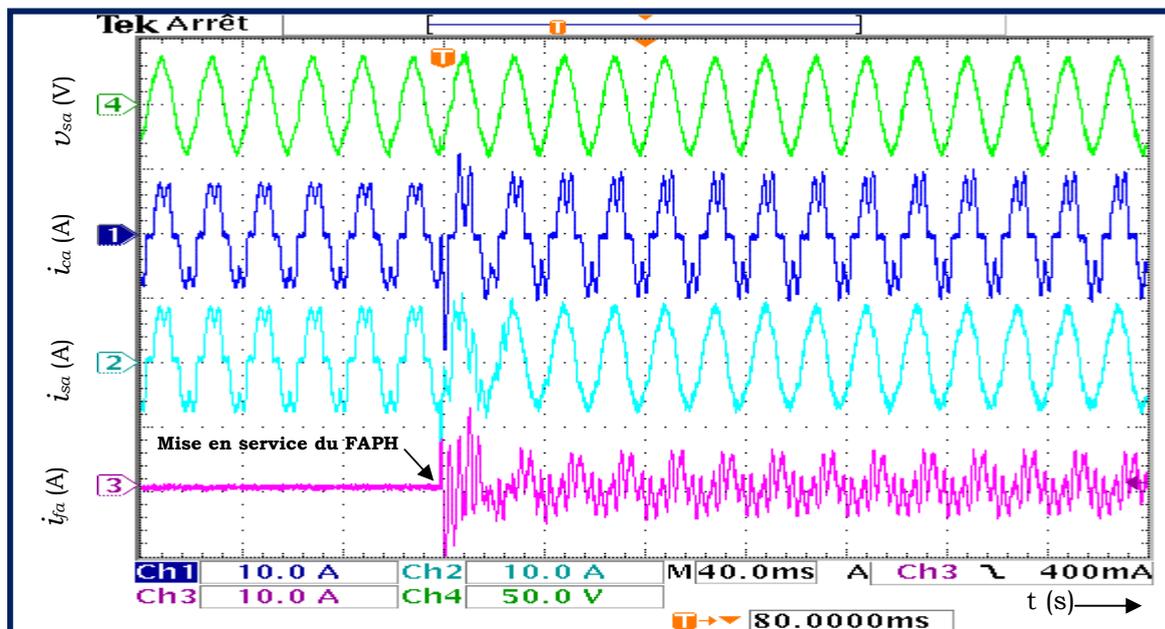


Figure IV.46 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A).

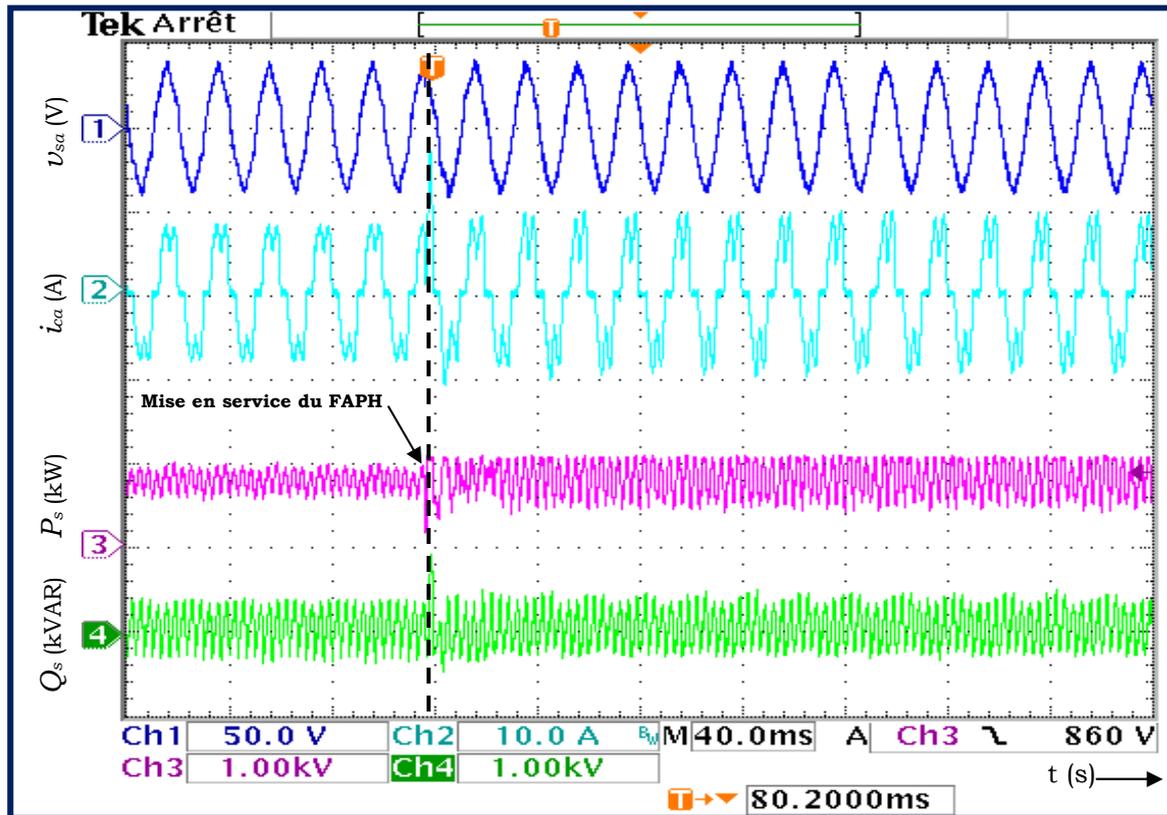


Figure IV.47 Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissances active P_s (kW), puissances réactive Q_s (kVAR).

Partant de ces résultats pratiques illustrés par les figures IV.46 et IV.47, nous pouvons observer qu'au démarrage, c'est-à-dire avant la connexion du FAPH, le courant de source i_s est identique au courant de charge i_c . Une fois le FAPH mise en marche par activation de sa commande, il injecte instantanément le courant de compensation i_f dans le réseau électrique permettant ainsi de rendre la forme sinusoïdale au courant de source i_s et d'être en phase avec la tension de source v_s . Par ailleurs, la tension du bus continu converge vers sa valeur de référence V_{dc_ref} imposée à 25V, au lieu 142V avec le FAPP pour le même réseau, ce qui témoigne de la bonne dynamique vis-à-vis au temps de réponse de la commande en *puissance p-q* appliquée au FAPH avec une charge non linéaire type source de tension.

De plus, sur la figure IV.47 où est illustré, entre autre, les formes d'ondes de la puissance instantanée active P et réactive Q, nous pouvons remarquer qu'à l'instant correspondant à la mise en route du FAPH, la puissance instantanée P délivrée au niveau de la source reprend instantanément sa valeur initiale alors que l'énergie réactive Q tend vers zéro et continue à osciller autour de cette valeur.

IV.3.5.2.3. Changement brusque de charge non linéaire

Dans cette section nous allons évaluer la rapidité et la robustesse de la commande $p-q$ appliquée au FAPH. pour ce faire, nous testons expérimentalement le comportement du système en régime transitoire lors d'un changement brusque de la charge non linéaire type source de tension.

Les résultats de cet essai sont illustrés par les figures IV.48 et IV.49.

La figure IV.48 représente, de haut en bas et pour la phase (a), les formes d'ondes du courant de charge i_{ca} (A), le courant de source i_{sa} (A), le courant du FAPH i_{fa} (A) et finalement la tension du bus continu V_{dc} (V).

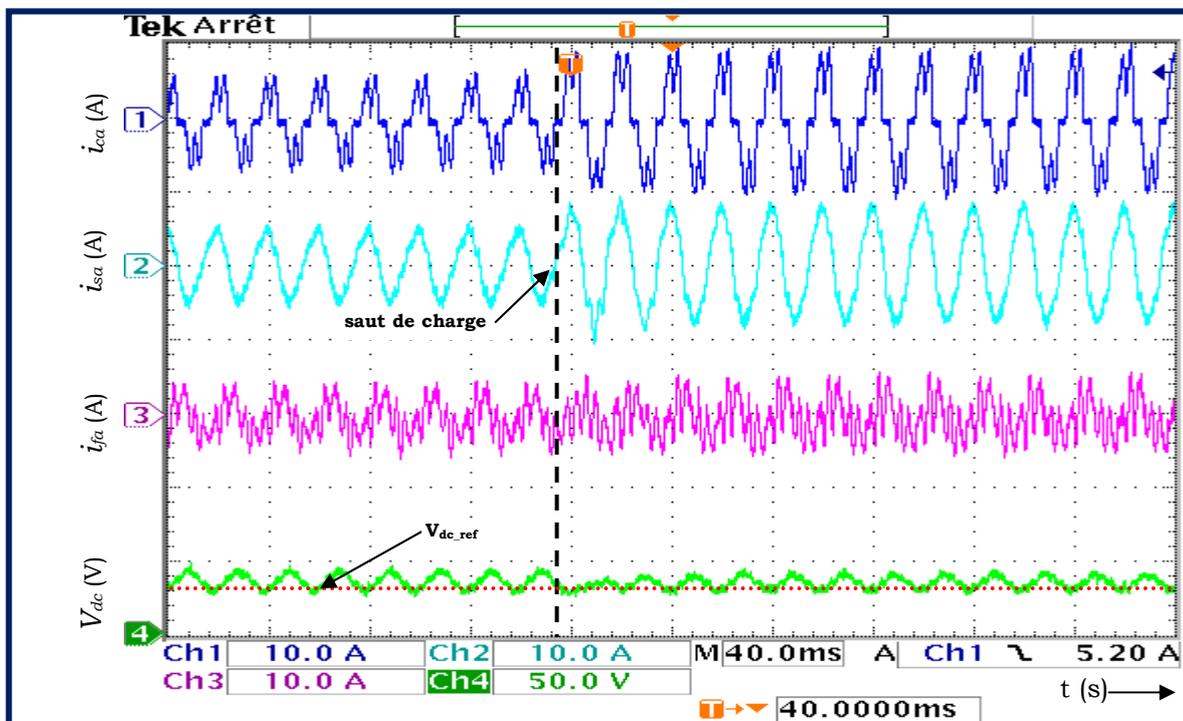


Figure IV.47 Résultats expérimentaux lors d'un saut de charge : courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V).

Partant des résultats illustrés par la figure IV.48 il apparaît clairement que lorsque la charge non linéaire subit un changement brusque (diminution de sa valeur de presque 50%) par conséquent le courant i_c qui la traverse double de valeur. La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPH est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et in affecté par ce saut de charge. Il en est de même pour la tension V_{dc} du bus continu demeure également régulée à sa valeur de consigne $V_{DC_ref} = 30V$ (au lieu de 142V pour un FAPH).

En revanche cette tension présente des oscillations dans sa forme due à la nature capacitive de la charge, sans pour autant avoir subi un creux de tension lors du saut de charge comparativement au FAPP.

D'autre part, à partir des résultats expérimentaux de la Figure IV.49, il est observable que la puissance active P subit une augmentation relative à ce saut de charge, cependant l'énergie réactive Q continue à osciller autour de sa valeur moyenne nulle.

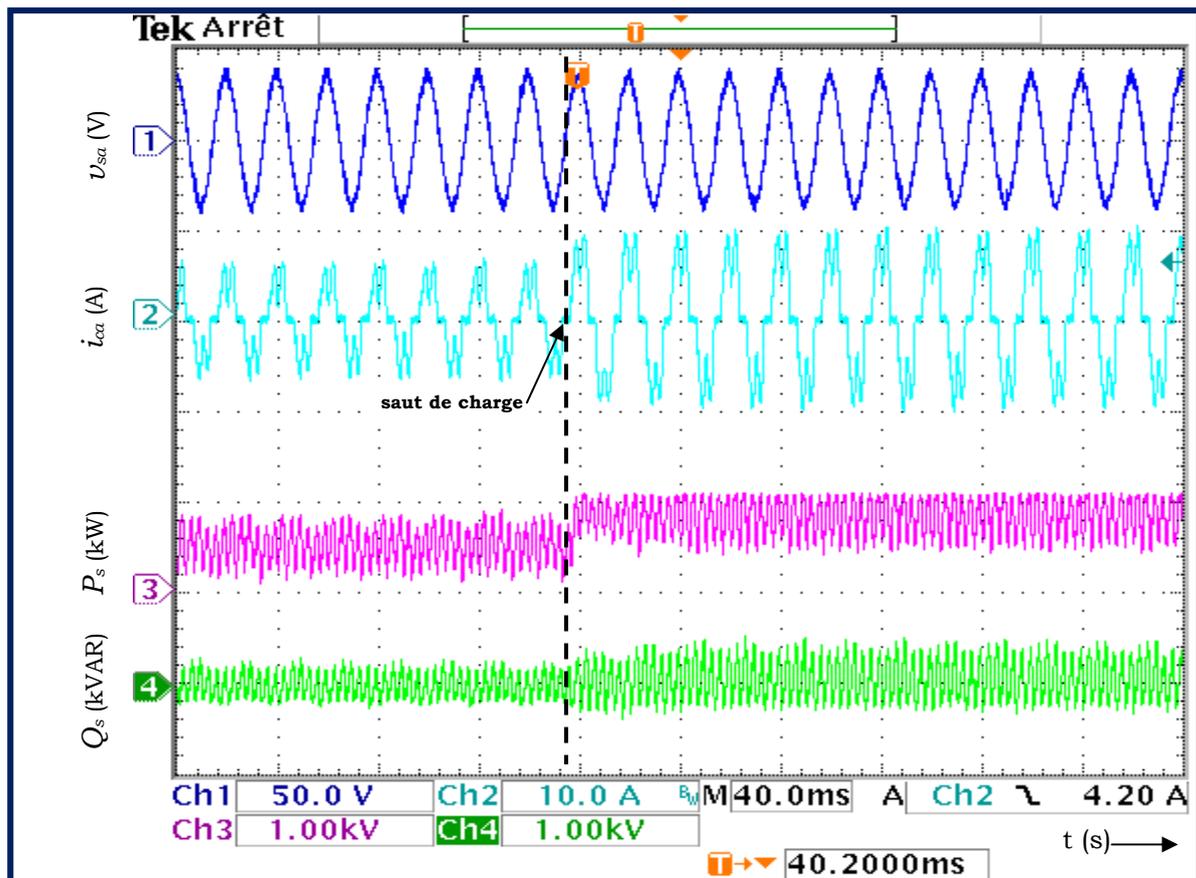


Figure IV.49 Résultats expérimentaux lors d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissance active P_s (kW), puissance réactive Q_s (kVAR)

IV.4 Commande en tension du FAPH :

IV.4.1 Principe

Le principe de cette méthode est basé sur l'utilisation d'une PLL afin de déterminer les composantes d'axes $d-q$ des courants et tensions dans le référentiel tournant (*repère de Park*). On peut ensuite extraire les composantes alternatives à l'aide de deux filtres passe haut comme c'est présenté sur la figure IV.50.

La stratégie de commande fait l'objet de notre étude sur le filtre hybride, le but étant d'améliorer les caractéristiques du filtrage tout en utilisant une méthode de

commande de complexité réduite, il s'agit de la *méthode SRF* (Synchronous Reference Frame) appelée aussi *méthode du référentiel lié au synchronisme ou commande d-q*. [Bha 91].

A cet effet, deux grandeurs sont mesurées :

- ✓ Les courants de source,
- ✓ Les tensions de source pour la PLL.

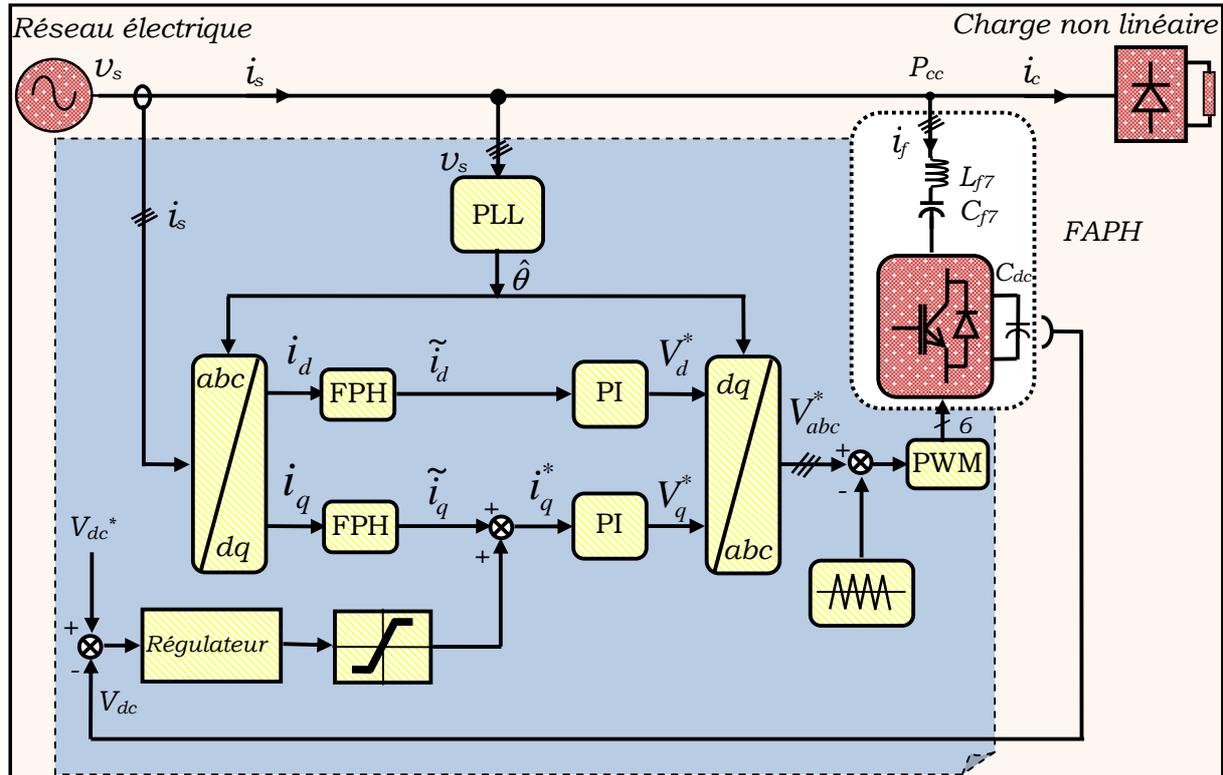


Figure IV.50 Commande en tension du FAPH par la méthode d-q

Ainsi, les trois courants de source i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} sont transformés tout d'abord dans le repère tournant $d-q$ à l'aide de la transformée de Park (équation IV.30) en fixant la fréquence de celle-ci en synchronisme avec celle du réseau.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{IV.30}$$

Le passage des courant par la transformée de Park synchronisée avec la fréquence du réseau a pour effet de transformer la composante du courant fondamental en composante continue tandis que les composantes du courant harmonique subissent un décalage dans le spectre de fréquence. L'élimination de la composante continue est réalisée par l'ajout d'un filtre passe-haut (FPH) sur chaque axe. (Figure

IV.50). Les courants \tilde{i}_d et \tilde{i}_q à la sortie des filtres passe-haut, sont comparés puis régulés à l'aide de deux régulateurs PI sur chaque axe (figure IV.50), pour délivrer les tensions de références respectivement \tilde{v}_d^* et \tilde{v}_q^* . Les tensions de référence \tilde{v}_a^* , \tilde{v}_b^* , et \tilde{v}_c^* dans le repère fixe (a, b, c) s'obtiennent en effectuant la transformée inverse de Park (équation IV.30) toujours en synchronisme avec la fréquence du réseau.

$$\begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad \text{IV.31}$$

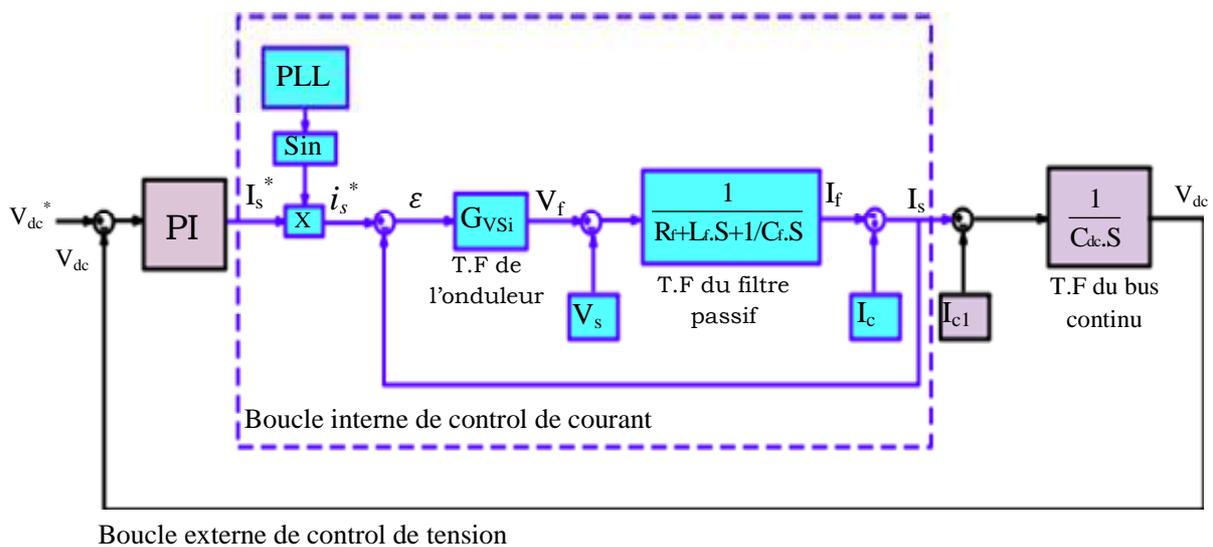


Figure IV.51 Boucles interne et externe de régulation du FAPH.

Par ailleurs, Il faut remarquer qu'avec la *commande d-q* appliquée au FAPH avec la topologie étudiée dans ce travail, la sortie issue de la régulation du bus continu s'ajoute (à un signe près) à l'axe *q* et non pas l'axe *d*. Comme nous l'avons déjà mentionnée en début du chapitre, le courant fondamental qui circule dans le filtre passif est de nature réactive. De ce fait, la puissance est de nature réactive et devra être ajoutée à la consigne de la composante harmonique de la puissance réactive (sur l'axe *q*).

IV.4.2 Régulation de la tension alternative au point de raccordement

La figure IV.52 représente le schéma équivalent, pour une phase, du système pour la commande de la puissance réactive.

La régulation de la tension fait référence à la déviation de la valeur efficace des tensions alternatives au point de raccordement par rapport à une valeur de consigne. Le FAPH est capable d'améliorer la régulation de la tension en agissant comme une source réglable de la puissance réactive.

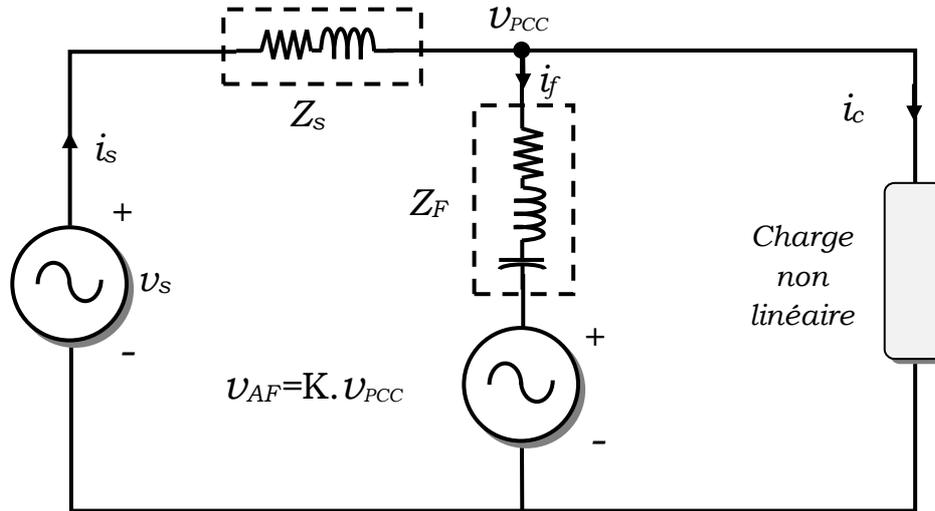


Figure. IV.52. Circuit équivalent du système pour la régulation de la tension U_{PCC} à la fréquence fondamentale.

Il faut noter qu'à la fréquence fondamentale, l'impédance Z_F du filtre passif est capacitive. Par conséquent, en faisant varier son impédance équivalente le système hybride arrive à fournir une puissance réactive réglable. A cet effet, le filtre actif impose en série avec le filtre passif une tension à la fréquence fondamentale v_{AF} qui est soit en phase soit en opposition de phase avec la tension v_{PCC} au point de raccordement de façon à ce que : [Fuj 91], [Zyl 95], [Men 03].

$$v_{AF} = K \cdot v_{PCC} \quad \text{IV.32}$$

Le courant i_f qui circule dans la branche hybride à la fréquence fondamentale devient alors :

$$i_f = C_f \cdot \frac{d}{dt}(v_{PCC} - v_{AF}) = C_f \cdot \frac{d}{dt}(v_{PCC} - K_V \cdot v_{PCC}) = C_f \cdot (1 - K_V) \frac{dv_{PCC}}{dt} = C_1 \cdot \frac{dv_{PCC}}{dt} \quad \text{IV.33}$$

où C_1 est la capacitance équivalente du filtre passif à la fréquence fondamentale. Il en découle que la capacitance équivalente du dispositif hybride est $C_1 = (1-K_V) C_f$, et que l'ajustement de K_V entraîne la régulation de la tension, ainsi :

- Lorsque $0 < K_V < 1$, le FAPH fournit une quantité de la puissance réactive inférieure à ce que le filtre passif seul aurait fournie.
- Quand $K_V < 0$, la puissance réactive fournie par le FAPH est supérieure à ce que le filtre passif seul aurait fourni.
- D'un autre côté, lorsque $K_V > 1$, le filtre actif impose une tension en phase avec la tension v_{PCC} et supérieure en amplitude. La tension aux bornes du filtre passif est $v_{AF} = -(K_V - 1) \cdot v_{PCC}$. Le déphasage entre la tension aux bornes du filtre passif et celle de la ligne est donc de 180° . Et comme le courant fondamental i_f est déjà en déphasage avant de 90° par rapport à la tension v_{PCC} pour la fréquence fondamentale, ce courant est alors en déphasage arrière de 90° par rapport à la tension de la ligne.

Cela implique que le fonctionnement du filtre hybride devient inductif avec une inductance équivalente L_1 , égale à :

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_1 (K_V - 1)} \quad \text{IV.34}$$

Alors, nous pouvons conclure, qu'en faisant varier la valeur de K_V la puissance réactive mise en jeu par le FAPH varie à son tour. Si l'on suppose Q_1 cette puissance réactive par phase. On a alors :

$$Q_{FAP} = V_{AF} \cdot I_F = K \cdot v_{PCC} \cdot I_f = K \cdot Q_1 \quad \text{IV.35}$$

où Q_{FAP} et Q_1 sont les puissances réactives générées respectivement par le filtre actif et le FAPH.

La relation (IV.35) montre que la puissance réactive générée par le *filtre actif* est égale à K fois celle générée par le FAPH.

IV.4.2 Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant l'étude effectuée ce type de *commande d-q* pour deux types de charges non linéaires, à savoir :

- l'une source de courant, symbolisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en série avec une inductance L_D .

- l'autre source de tension symbolisée aussi par un PD3 mais débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D .

Tous les travaux en simulations et en expérimentations se font, d'une part avec les mêmes paramètres utilisés auparavant (§ Tableau IV.1), d'autre part selon les deux cas de figures suivants :

- Comportement du FAPH en régime permanent,
- Comportement du FAPH en régime transitoire (Mise en service du FAPH et/ou changement brusque de la valeur de la charge non linéaire).

IV.4.2.1-Cas d'une charge non linéaire type source de courant

Dans un premier temps, nous présentons les résultats de simulations obtenus la *commande d-q* appliquée au FAPH avec une charge *non linéaire source de tension* qui est modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D , comme c'est illustré sur la figure IV.53

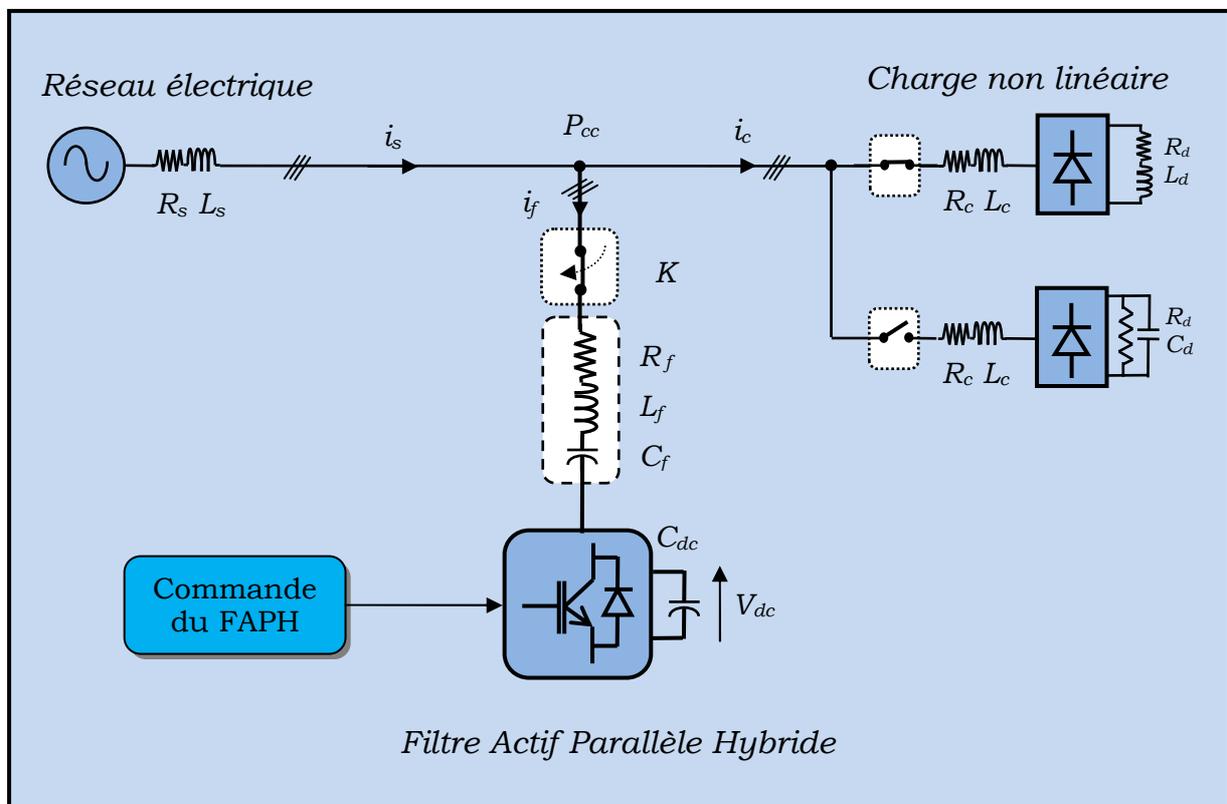


Figure IV.53 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire type source de courant

Dans cette partie, nous allons évaluer la robustesse de la commande d - q appliquée FAPH, en régime transitoire lors de la mise en service de ce dernier. Les résultats de simulation sont présentés par les figures IV.54 et IV.55.

IV.4.2.1-1 Mise en service du FAPH :

Sur la figure IV.54, nous pouvons voir que dès que le FAPH est mis en service (connecté au système en activant sa commande), il commence à injecter les courants de compensation i_f (nous ne présentons que la phase a), ce qui permet, après un transitoire de 15 ms, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoïdaux avec un THD_i qui décroît de 27.4% à 1.7%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

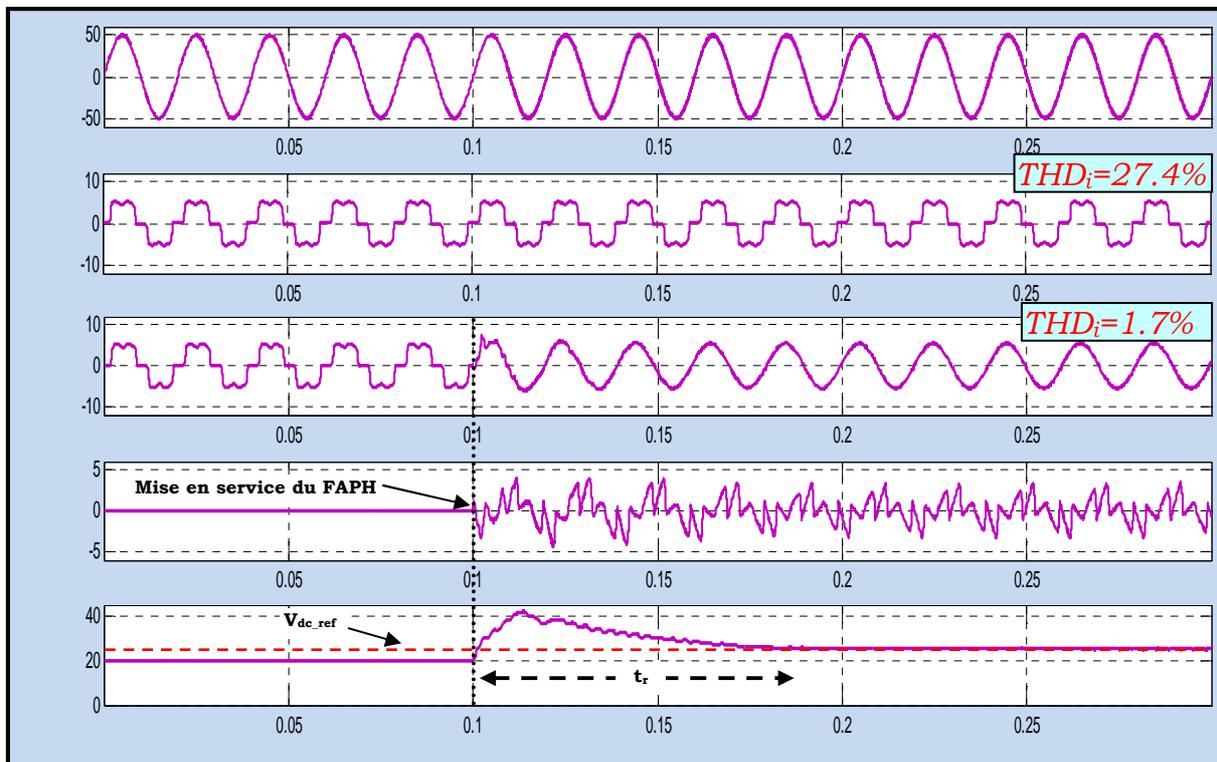


Fig. IV.54 Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) après mise en service du FAPH

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dc_ref} imposée à 25 V et ce, après un transitoire de l'ordre de 90 ms.

La figure IV.55, présente la forme d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q avant puis après la mise en service du FAPH à l'instant $t=0.1$ s.

Partant de cette figure, nous remarquons que dès la mise en service du FAPH la puissance active reprend sa valeur optimale après un court transitoire.

Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour d'une valeur légèrement négative.

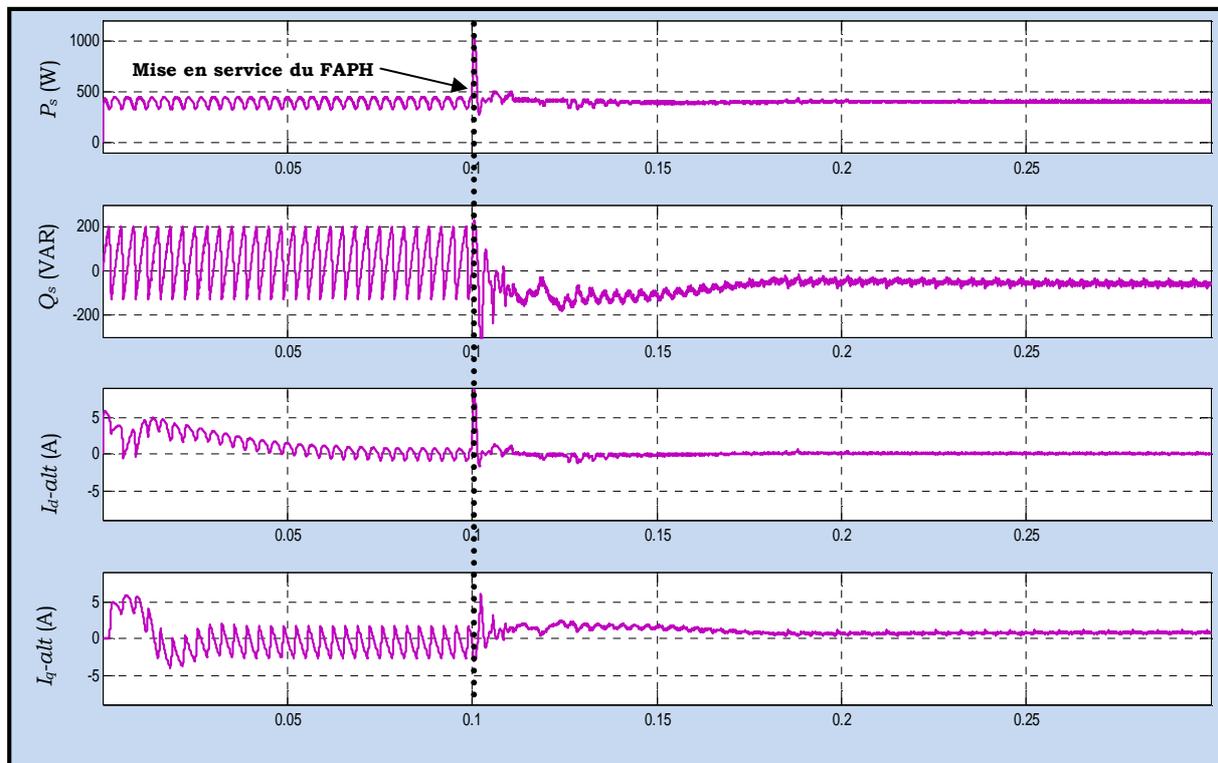


Fig. IV.55 Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q après la mise en service du FAPH

IV.4.2.1.2 Comportement du FAPH en régime permanent

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant le comportement en régime permanent de la commande $d-q$ appliquée au FAPH.

Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire source de courant et du FAPH comme c'est présenté par la figure IV.53.

Les figures IV.56-57 exposent les résultats de simulation relatifs au comportement du FAPH en régime permanent.

Sur la figure IV.56 est illustré, de haut en bas et pour la phase (a), la tension réseau $v_{sa}(V)$ le courant de charge $i_{ca}(A)$, le courant de source $i_{sa}(A)$, le courant de compensation $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$.

A partir de ces résultats de simulation, il apparaît clairement qu'en régime permanent le courant de source i_s est parfaitement sinusoïdal avec un taux de

distorsion harmonique $THD_i=1.7\%$ (Figure IV.57-b) et en phase avec la tension du réseau v_s .

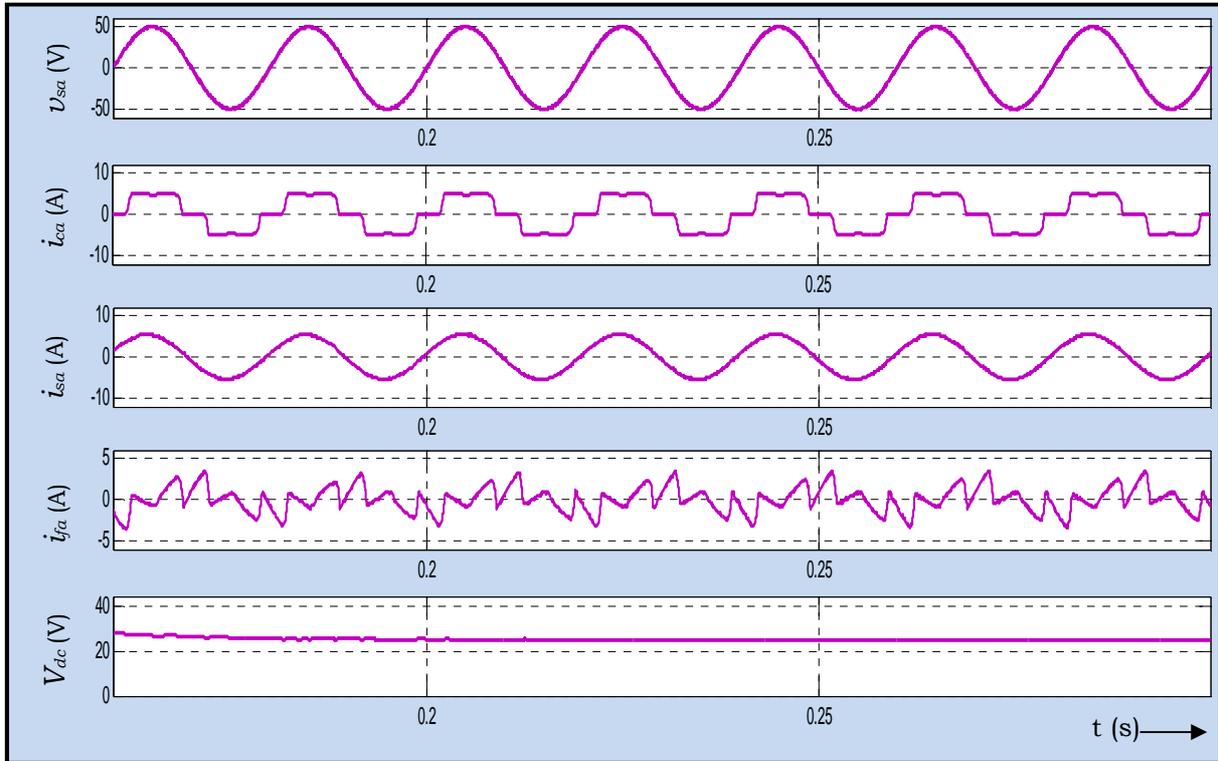


Fig. IV.56 Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime permanent

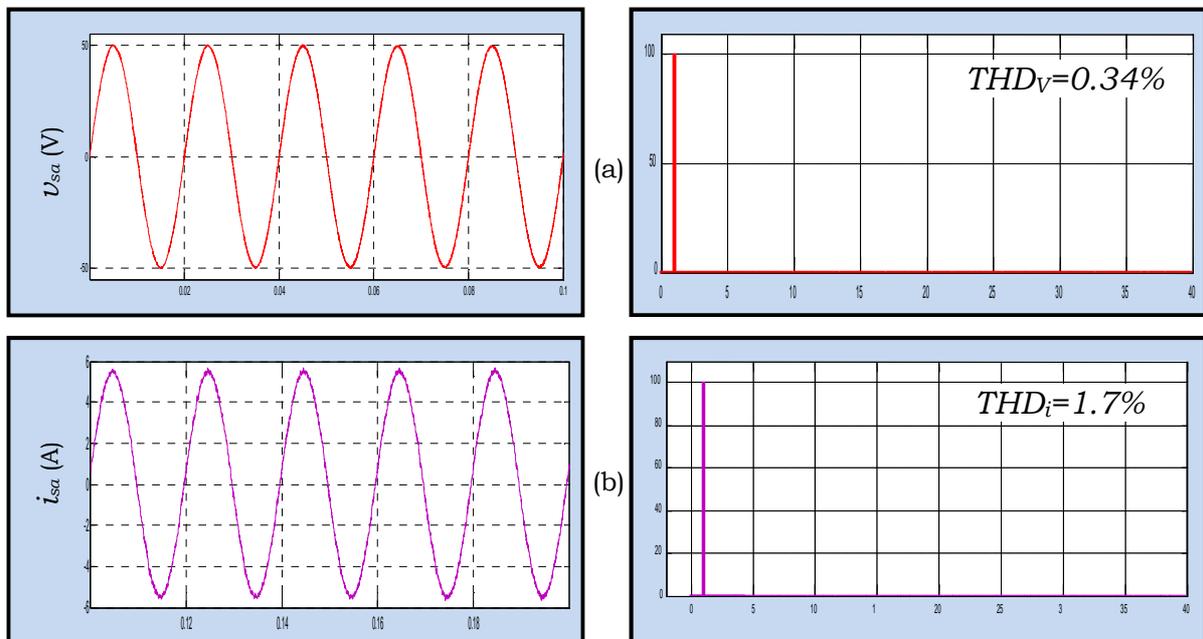


Fig. IV.57 Formes d'ondes de la tension v_{sa} et du courant v_{sa} de source avec leurs spectres de fréquence respectifs.

Par ailleurs, la Figure IV.26, illustre les formes d'onde concernant les puissances instantanées active $P_s(W)$ et réactive $Q_s(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{I}_d et \tilde{I}_q issues du filtrage passe-haut.

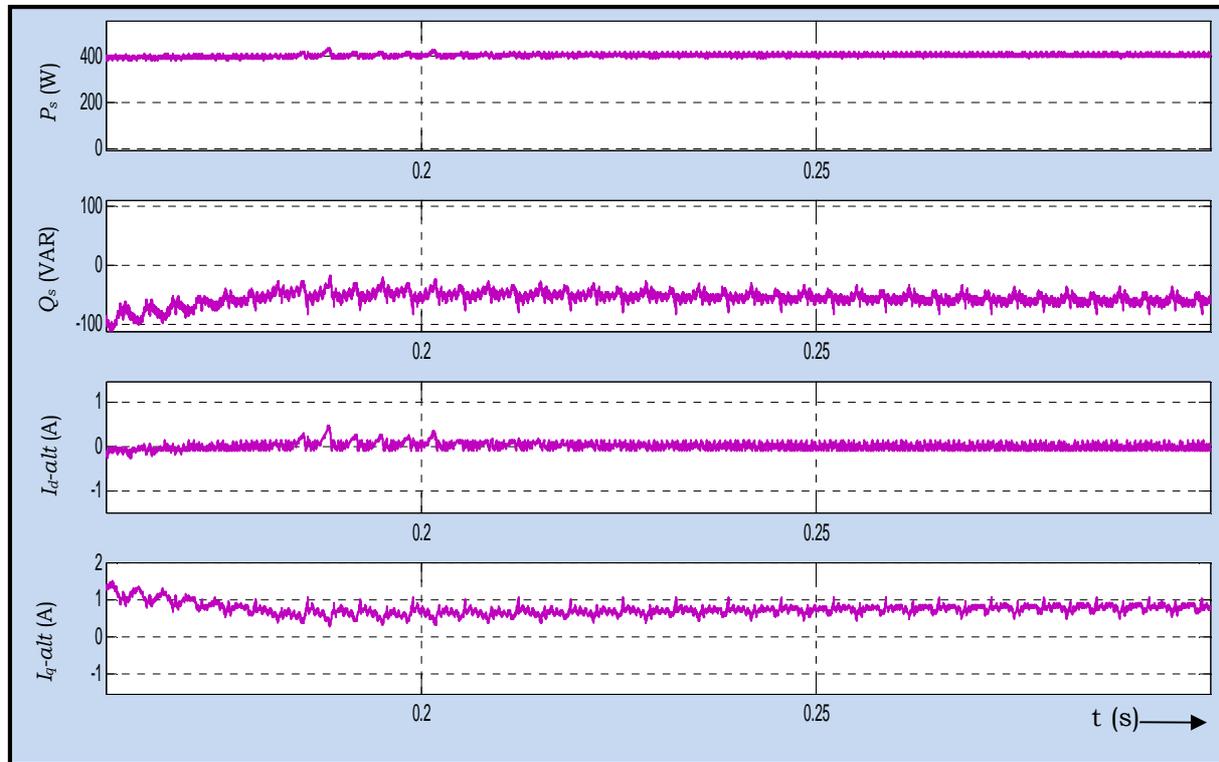


Fig. IV.58 Forme d'ondes des puissances instantanées : $P_s (W)$, $Q_s(Var)$ et des courants \tilde{I}_d et \tilde{I}_q à la sortie du FPH, en régime permanent

IV.4.2.1.3- Comportement du FAPH en régime dynamique

Le comportement en régime transitoire du FAPH commandé par la *méthode d-q* est examiné dans ce qui suit. A cet effet, nous présentons les résultats de simulations du système global (réseau, FAPH, charge non linéaire) lors d'un double changement brusque de la charge non linéaire type source de courant.

Après mise en service du FAPH, la charge non linéaire de type source de courant subit une augmentation brusque (passage de la valeur R_{D1} à R_{D2}) (Cf. Tableau IV.1), à l'instant $t=0.25s$. Par la suite, cette même charge fait l'objet d'une diminution soudaine à l'instant $t=0.45s$. (Passage de la valeur R_{D2} à R_{D1}). Les résultats de simulations sont illustrés par les figures IV.59 et IV.60.

La figure IV.59 expose les formes d'ondes de la tension source V_{sa} , des courants de charge i_{ca} , de source i_{sa} et celle du courant de compensation i_{fa} injecter par le FAPH dans le réseau, ainsi que la tension V_{dc} du bus continu.

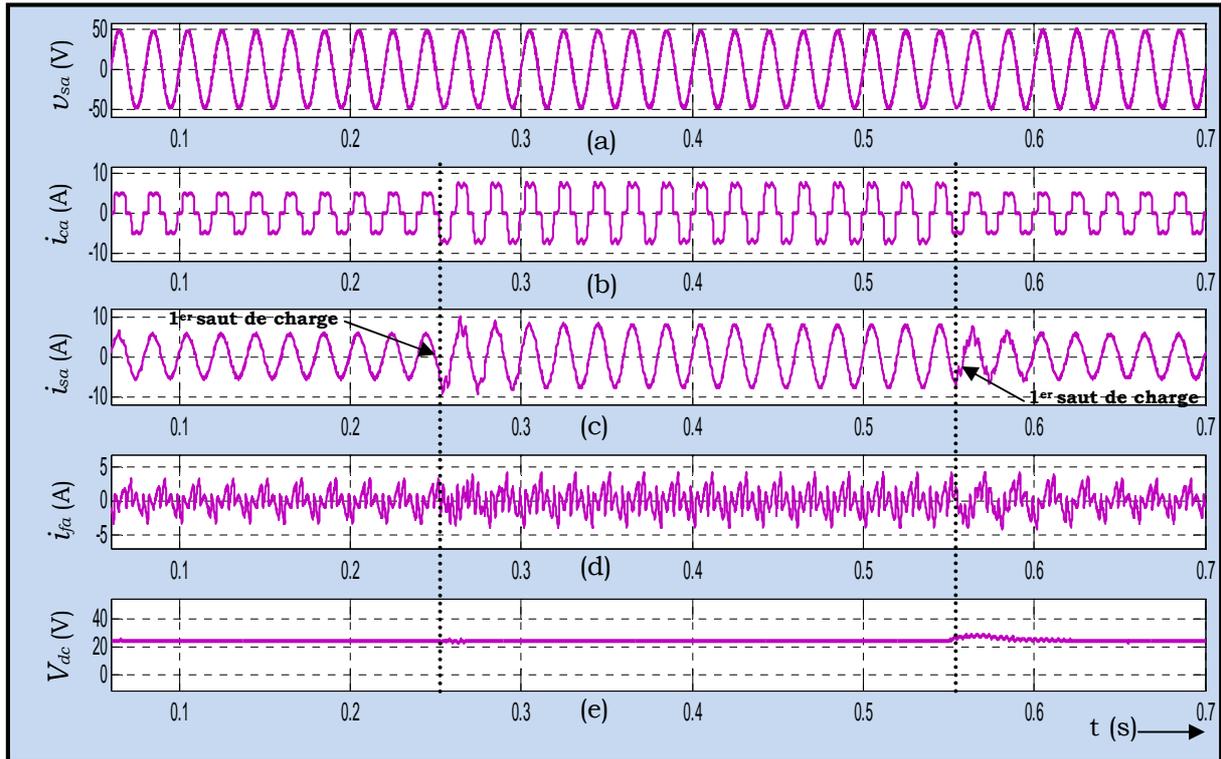


Fig. IV.59 Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime dynamique
 D'après ces résultats de simulation, il apparaît clairement que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoidal et in affecté en dépit du double changement brusque de la charge non linéaire surgit aux instants $t=0.25s$ et $t=0.45s$.

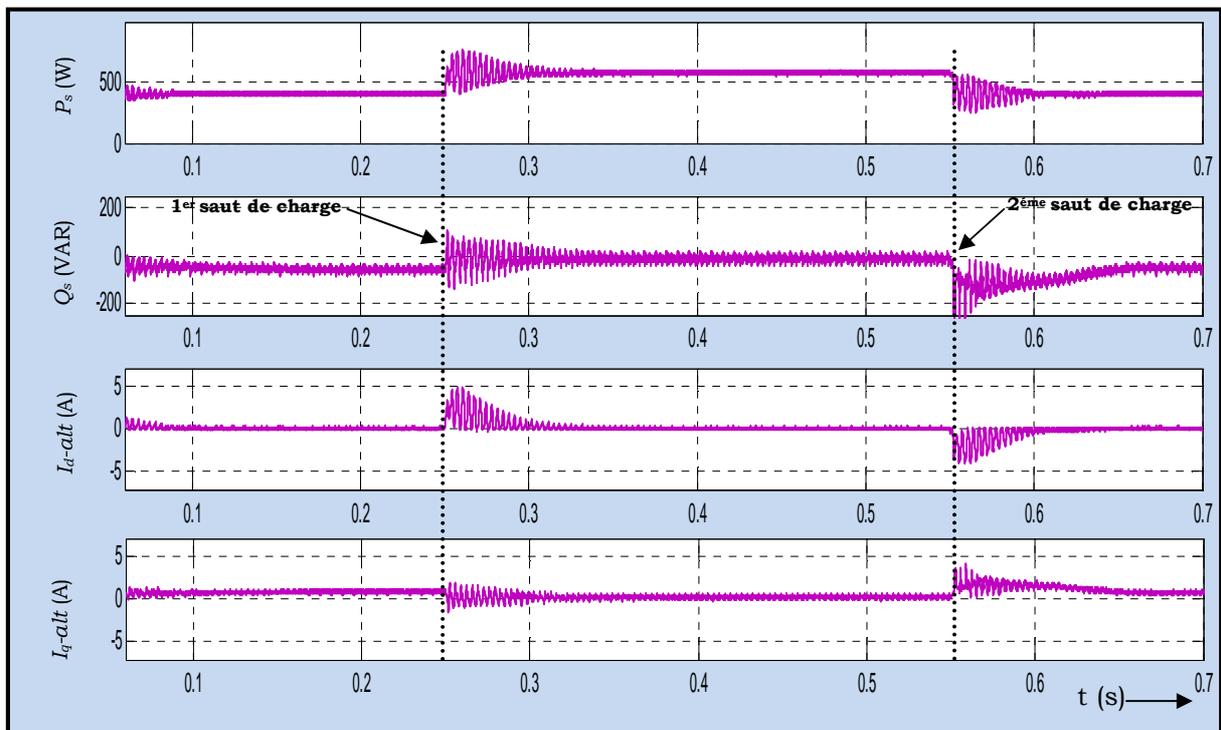


Fig. IV.60 Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et, \tilde{I}_q à la sortie du FPH, en régime permanent

En plus, nous remarquons que suite à ce double sauts de charge, l'appel en courant est instantané sans pour autant affecter sa forme sinusoïdale ni sa qualité. Il en est de même pour la tension du bus qui demeure bien régulée à sa tension de référence V_{dc_ref} fixée à seulement 25V (au lieu 142V avec un FAPP pour le même réseau), et insensible au double saut subit par la charge non linéaire. (Figure IV.57-e). Ceci témoigne de la robustesse de la commande d-q appliquée au FAPH.

D'autre part, la figure IV.58 présente les allures de la puissance instantanée active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P} et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut. Ainsi, nous remarquons que lors du double saut subit par la charge non linéaire aux instants $t_1=0.25s$ et $t_2=0.45s$, la puissance active reprend à chaque fois sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro, ce qui justifie la bonne robustesse de la commande p-q appliquée au FAPH vis-à-vis à la compensation de l'énergie réactive en régime transitoire

IV.4.4.2-Cas d'une charge non linéaire type source de tension

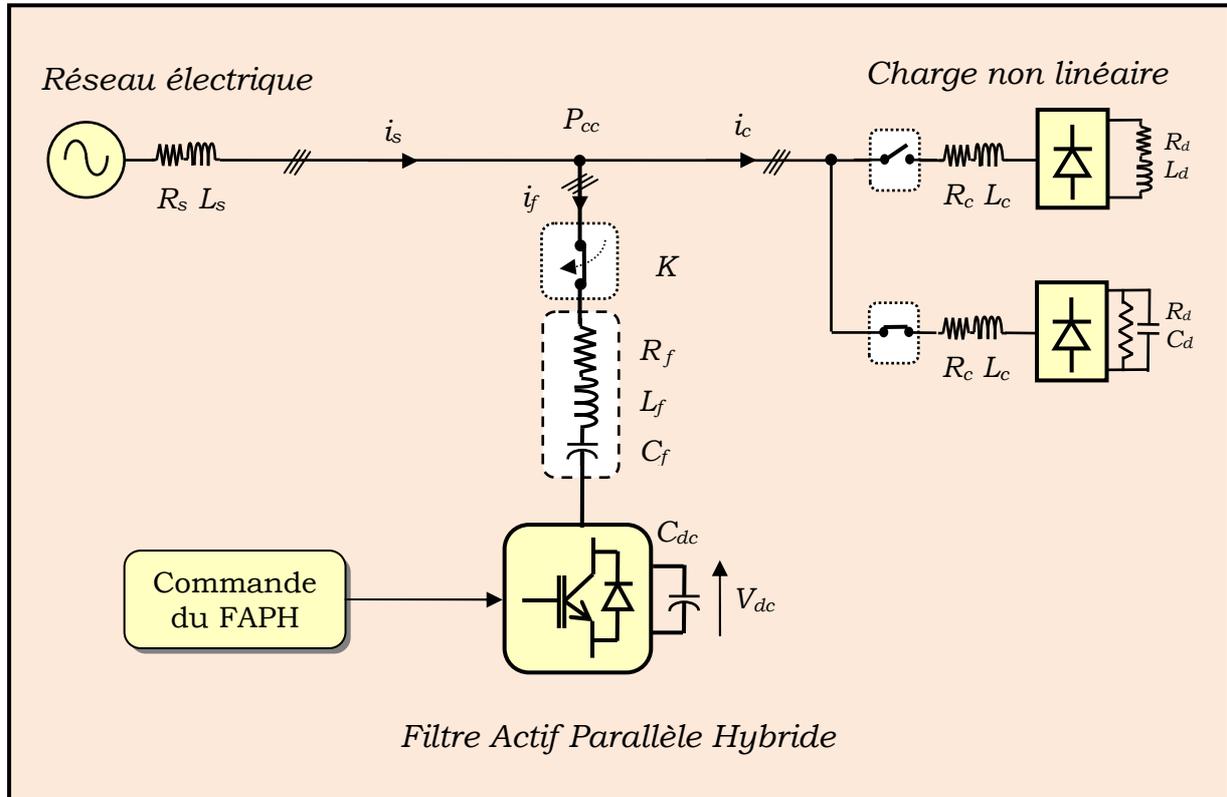


Figure IV.61 Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire type source de tension.

Dan cette deuxième partie, nous présentons les résultats de simulations obtenus avec une charge *non linéaire source de tension* qui est modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D , comme c'est illustré sur la figure IV.61.

Il est à noter que les résultats de simulation du système avant mise en service du FAPH sont identiques à ceux présentés par la figure IV.20 (a et b) du paragraphe IV-3-4-2-1, du moment que nous travaillons dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres récapitulés dans le Tableau IV.1.

IV.4.4.2-1 Mise en service du FAPH.

Nous pouvons voir sur la figure IV.62 qu'à l'instant $t = 0.1$ s où le FAPH est mis en service (connecté au système), il commence à injecter les courants de compensation i_f , ce qui permet, après un transitoire de $t_r = 20$ ms, aux courants du réseau de redevenir quasi-sinusoidaux avec un THD_i qui décroît de 75.8% à 3.4%, et en phase avec leurs tensions correspondantes.

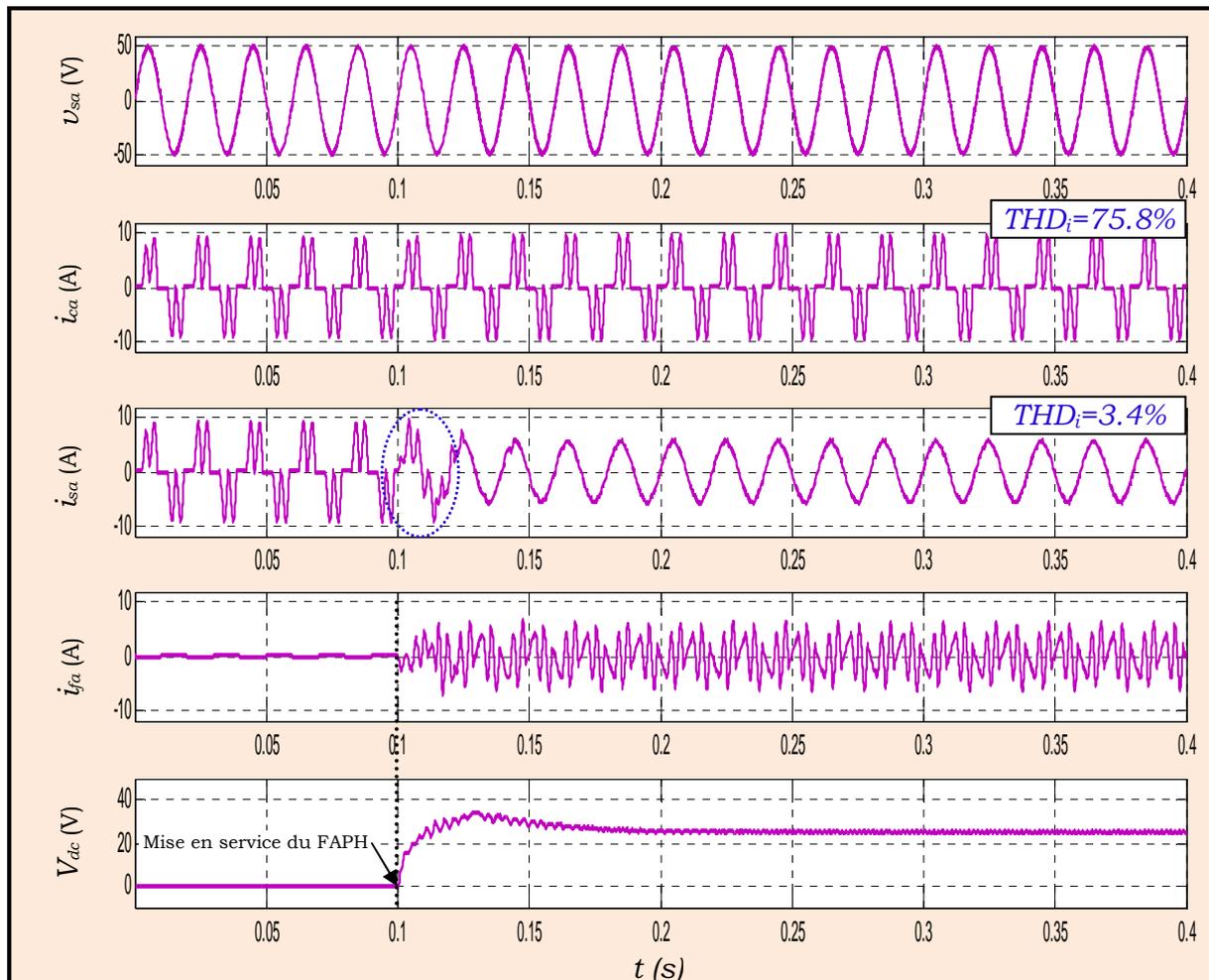


Figure IV.62 Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) lors de la mise en service du FAPH

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus continu arrive à atteindre sa valeur de référence $V_{dc.ref}$ fixée à 25 V et ce, après le même transitoire de l'ordre de 50 ms.

La figure IV.63, illustre les formes d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q ainsi que celles des courants instantanés alternatifs \tilde{I}_d et \tilde{I}_q issues du filtrage passe-haut, après la mise en service du FAPH à l'instant $t=0.1$ s.

Nous remarquons que dès la mise en service du FAPP la puissance active reprend sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro.

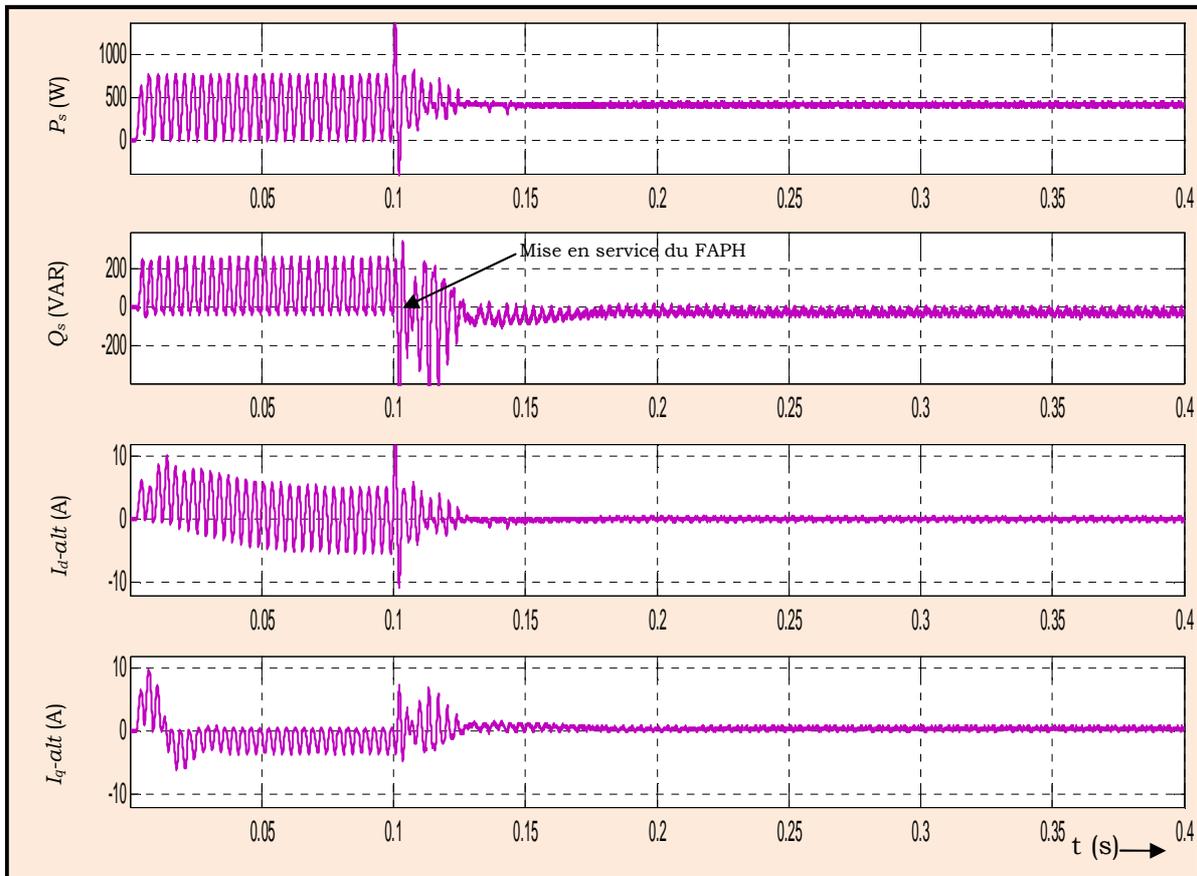


Figure IV.63 Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et, \tilde{I}_q à la sortie du FPH, lors de la mise en service du FAPH

IV.4.4.2-2 Comportement du FAPH en régime permanent

Nous allons présenter dans ce paragraphe, les résultats de simulation concernant le comportement en régime permanent de la *commande d-q* appliquée au FAPH pour une charge non linéaire type source de tension.

Le système global est composé dans ce cas du réseau électrique, de la charge non linéaire source de tension et du FAPH comme c'est présenté par la figure IV.61.

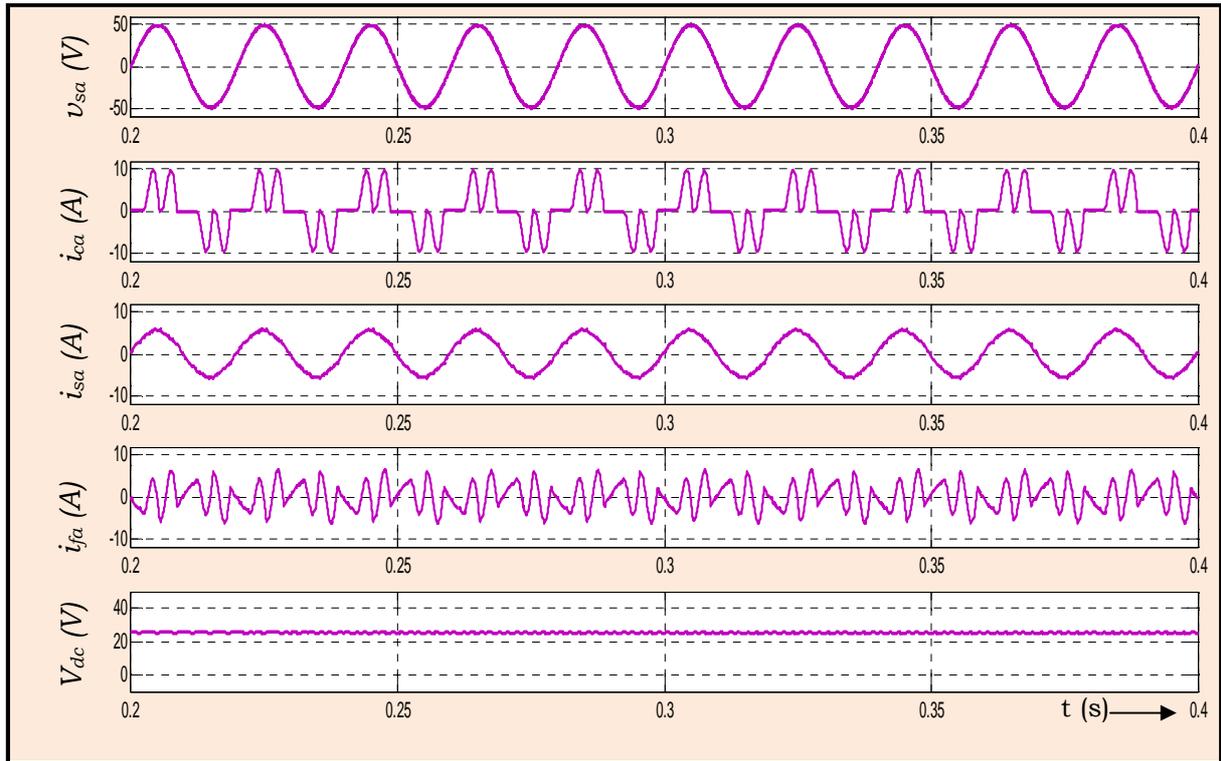


Fig. IV. 64 Forme d'ondes de : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime permanent

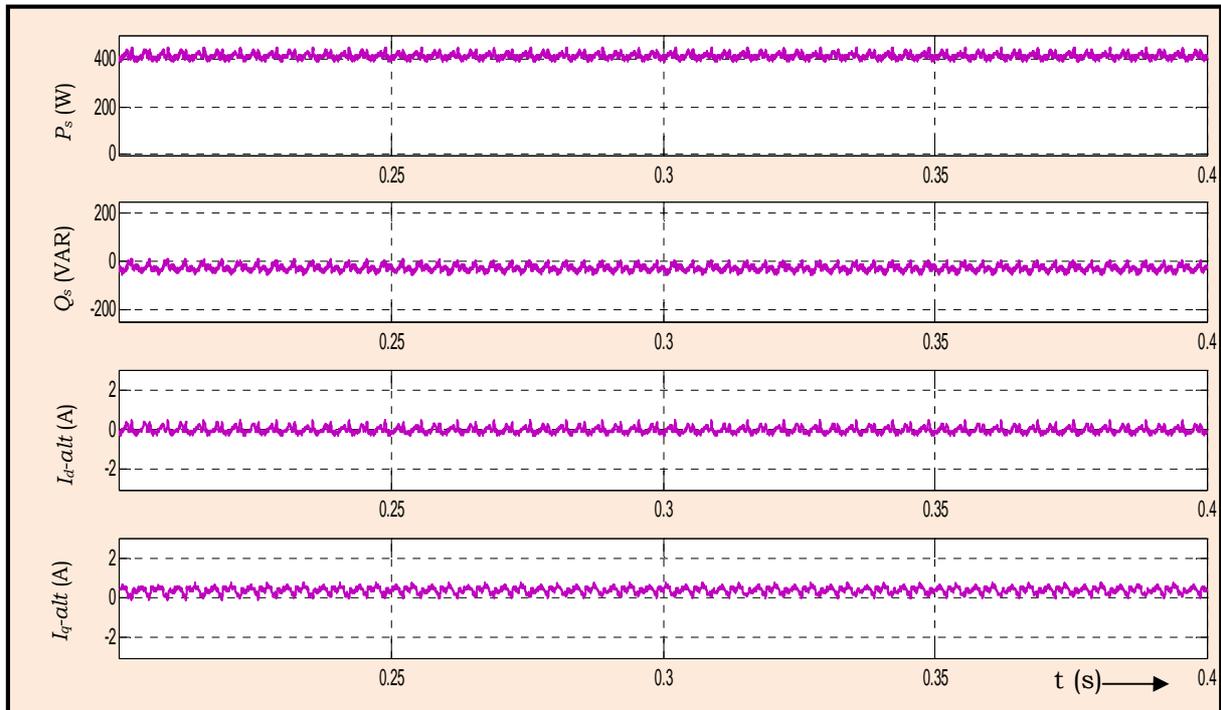


Fig. IV. 65 Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et, \tilde{I}_q à la sortie du FPH, en régime permanent

Les résultats de simulation relatifs au comportement du FAPH en régime permanent sont illustrés par les figures IV.64 et IV.65.

A partir de ces résultats de simulation, il apparaît clairement qu'en régime permanent le courant de source i_s est parfaitement sinusoïdal avec un taux de distorsion harmonique $THD_i=3.4\%$ et en phase avec la tension du réseau v_s .

En revanche, la Figure IV.65, illustre les formes d'onde concernant les puissances instantanées active $P(W)$ et réactive $Q(Var)$, ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{I}_d et \tilde{I}_q issues du filtrage passe-haut.

IV.4.4.2-3 Comportement du FAPH en régime dynamique :

Le comportement en régime transitoire du FAPH commandé par la méthode $d-q$ est examiné dans ce qui suit. A cet effet, nous présentons les résultats de simulations du système global (réseau, FAPH, charge non linéaire) lors d'un double changement brusque de la charge non linéaire type source de courant.

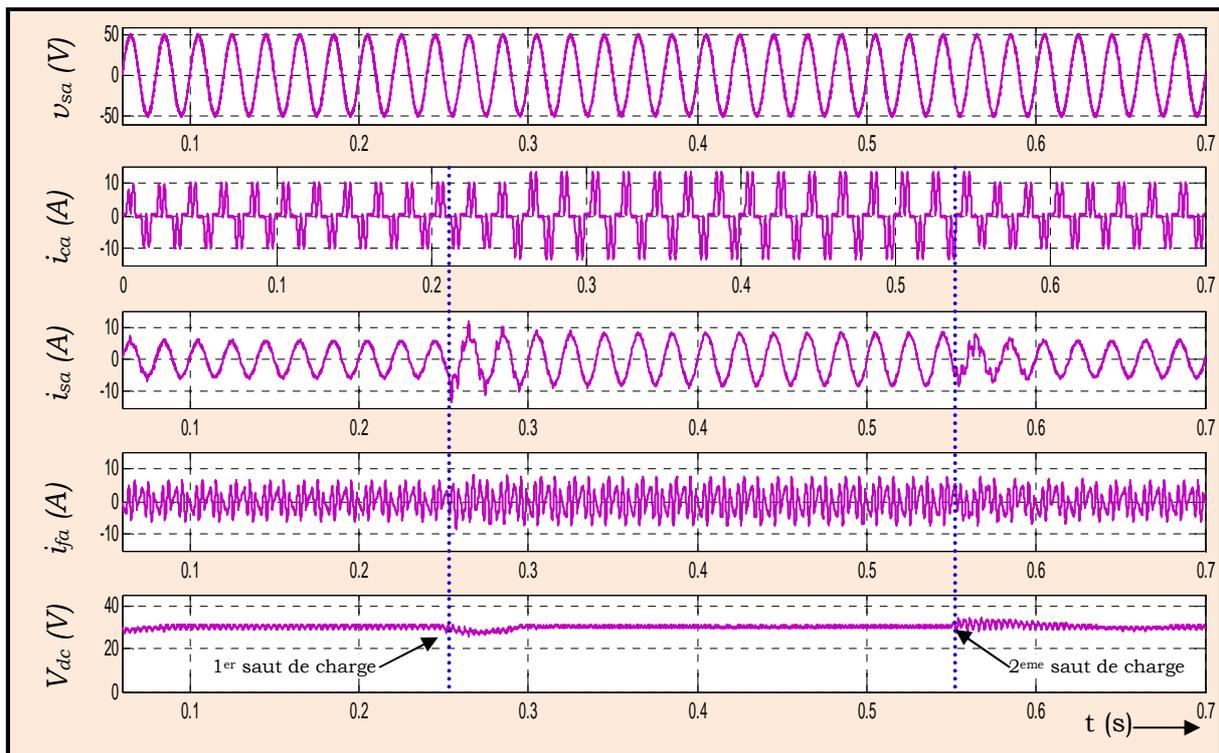


Fig. IV.66 Forme d'ondes de : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime dynamique

Après mise en service du FAPH, la charge non linéaire de type source de courant subit une augmentation brusque (passage de la valeur R_{D1} à R_{D2}) (Cf. Tableau IV.1), à l'instant $t=0.25s$. Par la suite, cette même charge fait l'objet d'une

diminution soudaine à l'instant $t=0.45s$. (Passage de la valeur R_{D2} à R_{D1}). Les résultats de simulations sont illustrés par les figures IV.66 et IV.67.

La figure IV.64 expose les formes d'ondes de la tension source V_{sa} , des courants de charge i_{ca} , de source i_{sa} et celle du courant de compensation i_{fa} injecter par le FAPH dans le réseau, ainsi que la tension V_{dc} du bus continu.

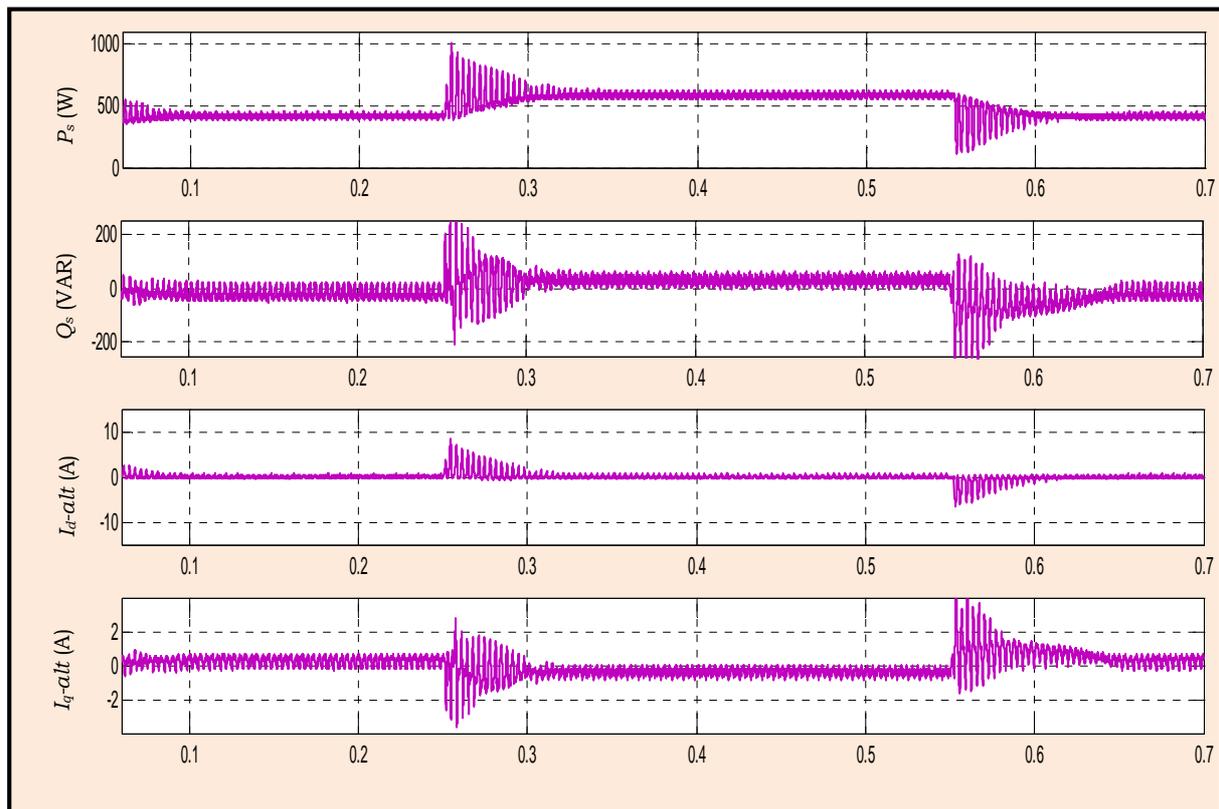


Fig. IV.67 Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et \tilde{I}_q à la sortie du FPH en régime dynamique

D'après ces résultats de simulation, il apparaît clairement que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et in affecté en dépit du double changement brusque de la charge non linéaire surgit aux instants $t=0.25s$ et $t=0.45s$.

En plus, nous remarquons que suite à ce double sauts de charge, l'appel en courant est instantané sans pour autant affecter sa forme sinusoïdale ni sa qualité. Il en est de même pour la tension du bus qui demeure bien régulée à sa tension de référence V_{dc_ref} fixée à seulement 25V (au lieu 142V avec un FAPP pour le même réseau), et insensible au double saut subit par la charge non linéaire. Ceci témoigne de la robustesse de la commande d-q appliquée au FAPH.

D'autre part, la figure IV.67 présente les allures de la puissance instantanée active P (W) et réactive Q (Var), ainsi que celles des puissances instantanées alternatives \tilde{P}

et \tilde{Q} issues du filtrage passe-haut. Ainsi, nous remarquons que lors du double saut subit par la charge non linéaire aux instants $t_1=0.25s$ et $t_2=0.45s$, la puissance active reprend à chaque fois sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, l'énergie réactive quasi-compensée, continue à osciller autour de zéro, ce qui justifie la bonne robustesse de la *commande p-q* appliquée au FAPH vis-à-vis à la compensation de l'énergie réactive en régime transitoire

IV.4.5 Résultats expérimentaux de la commande en tension

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats expérimentaux concernant l'étude de la *commande d-q* pour deux types de charges non linéaires, à savoir :

- l'une source de courant, symbolisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en série avec une inductance L_D .
- l'autre source de tension symbolisée aussi par un PD3 mais débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D .

Nous rappelons que les travaux d'expérimentations se font, d'une part avec les mêmes paramètres utilisés auparavant (§ Tableau IV.1), d'autre part selon les deux cas de figures suivants :

- Comportement du FAPH en régime permanent,
- Comportement du FAPH en régime transitoire (Mise en service du FAPH et/ou changement brusque de la valeur de la charge non linéaire).

IV.4.5.1 Cas d'une charge source de courant :

IV.4.5.1-1 Avant mise en marche du FAPH

Les résultats expérimentaux avant la mise route du FAPH (réseau électrique triphasé, charge non linéaire source de courant) sont illustrés par la figure IV.68. Sur la partie (a) de cette figure nous avons représenté la forme d'onde de la tension du réseau v_{sa} (pour la phase a) ainsi que le courant de source i_{sa} qui est identique dans ce cas là au courant i_{ca} consommé par la charge polluante, du moment que le FAPH n'est pas encore mis en marche. La figure IV.68-b représente les formes d'onde des puissances instantanées active P et réactive Q fournies par le réseau. Les figures IV.68-c et IV.68-d illustrent les relevés du diagramme vectoriel des tensions et courants, et le bilan des puissances du coté charge non linéaire respectivement.

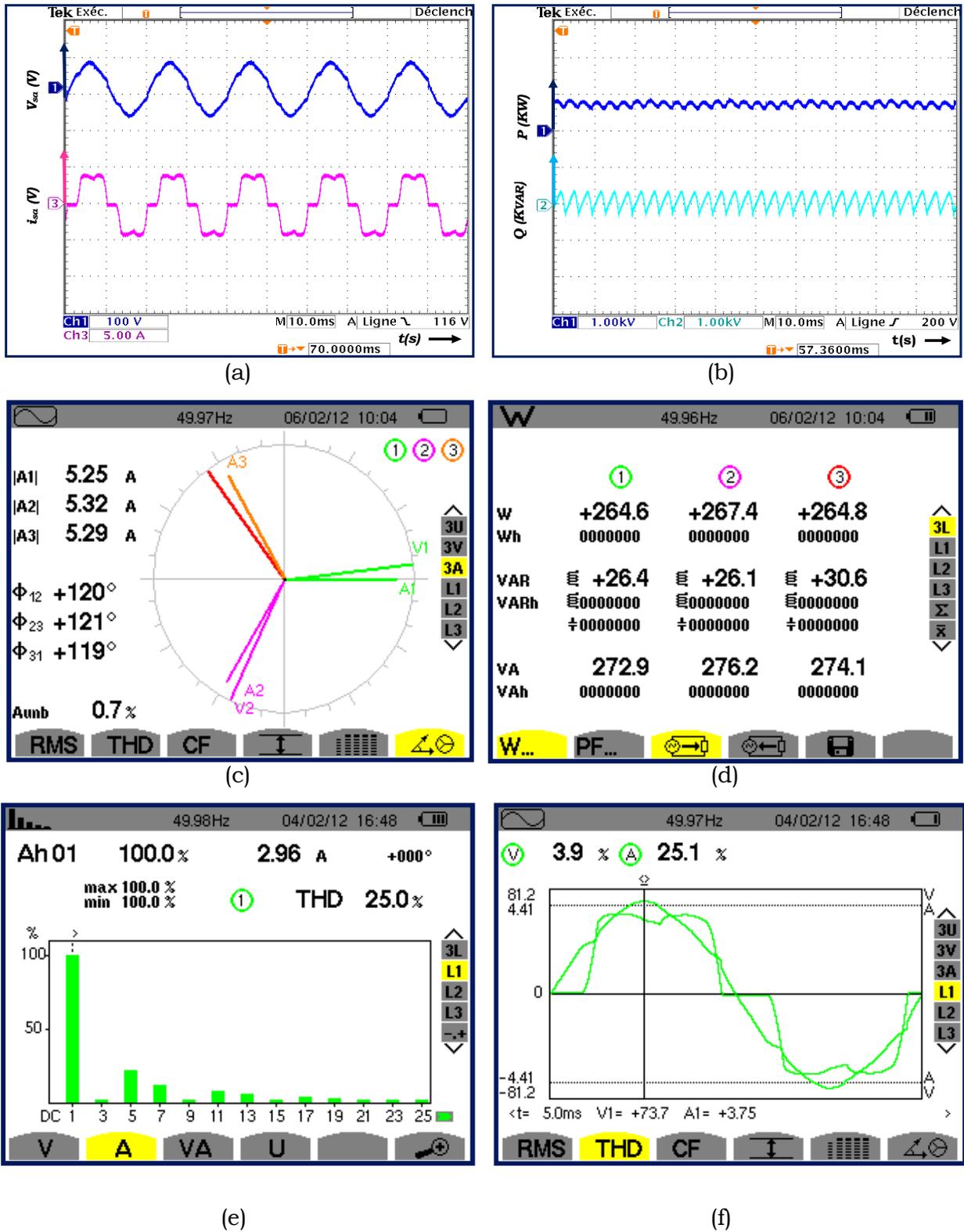
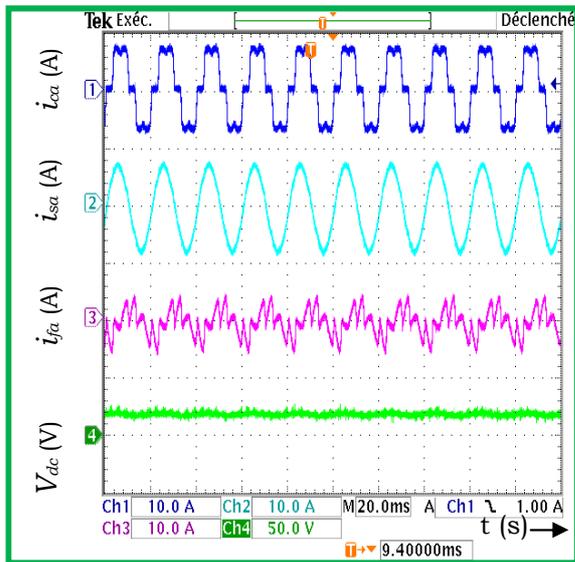
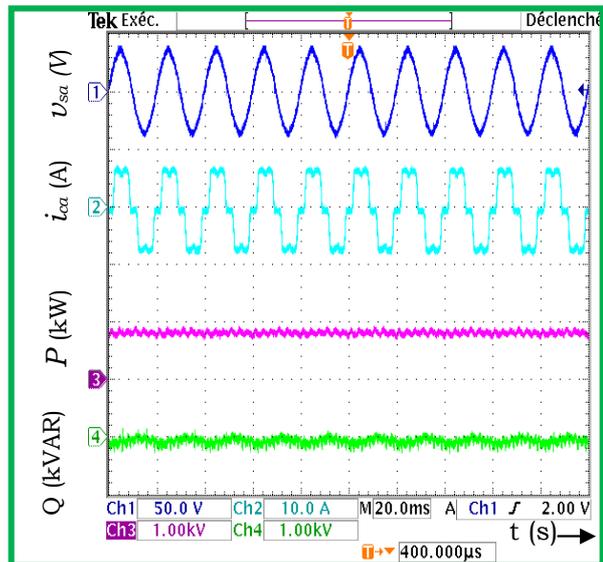


Fig. IV.68 Résultats expérimentaux : Avant mise en service du FAPH

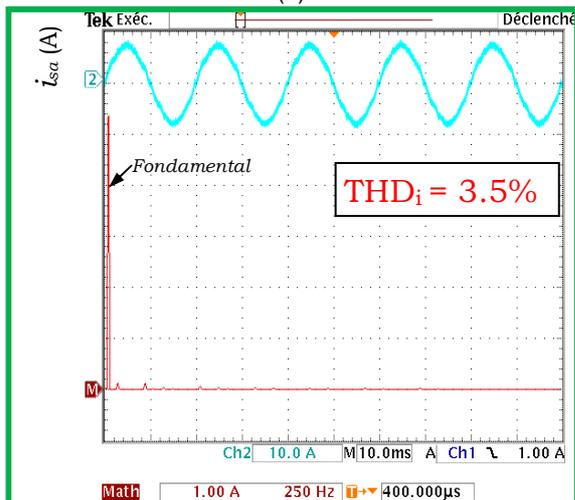
IV.4.5.1-2 Comportement du FAPH en régime permanent



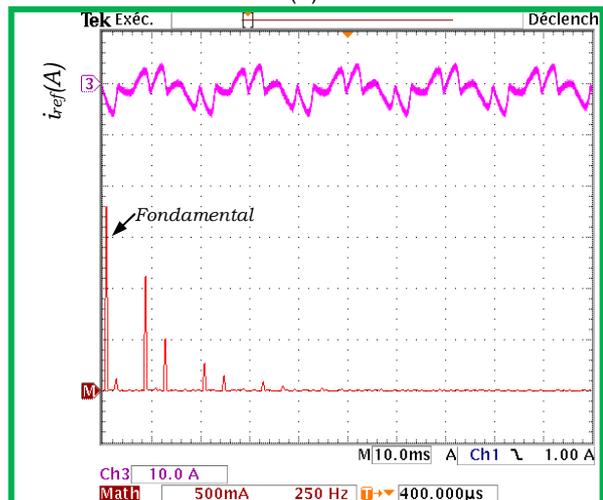
(a)



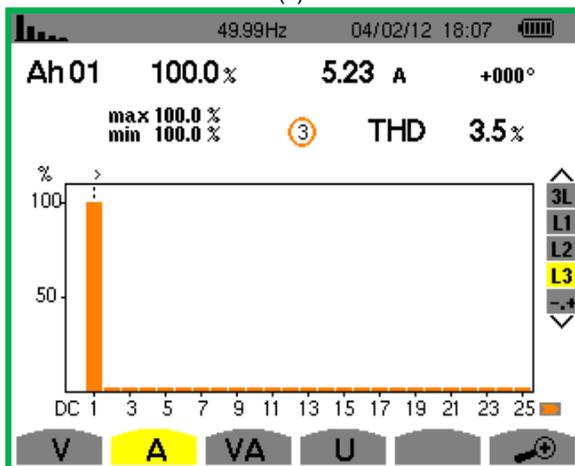
(b)



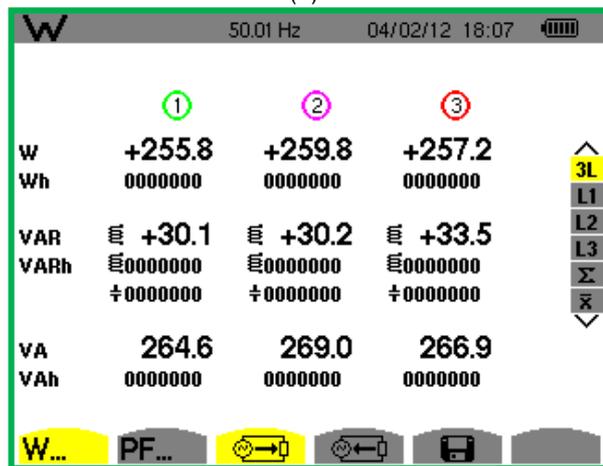
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. IV.69 Comportement du FAPH en régime permanent

Sur la figure IV.69 est exposé les résultats expérimentaux en régime permanent relatifs au comportement du FAPH contrôlé par la *commande d-q* avec une charge non linéaire type source de tension.

D'après ces résultats expérimentaux en régime permanent, il apparaît clairement qu'après la mise en marche du FAPH par activation de sa *commande p-q* qui lui est appliquée, ce dernier arrive à améliorer la qualité de l'énergie en compensant une bonne partie des harmoniques générés par la charge polluante par injection du courant i_f dans le réseau électrique. En effet, le courant de source i_{sa} , comme le montre la figure IV.64-c, reprend sa forme sinusoïdale avec un THD_i qui décroît de 25.1% à 3.5%.

De plus, l'amélioration de la qualité d'énergie est démontrée par les résultats présentés d'une part par la figure. IV.64-f où l'on peut déduire qu'une bonne partie la puissance réactive est compensée.

Au final, la tension du bus continu V_{dc} demeure bien régulée autour de sa tension de référence V_{dc_ref} imposée ici à 25V (au lieu de 142 V avec le FAPP pour le même réseau) avec la précision voulu en en ne présentant aucune perturbation.(Figure IV.69-b).

IV.4.5.1-3 Comportement du FAPH en régime transitoire

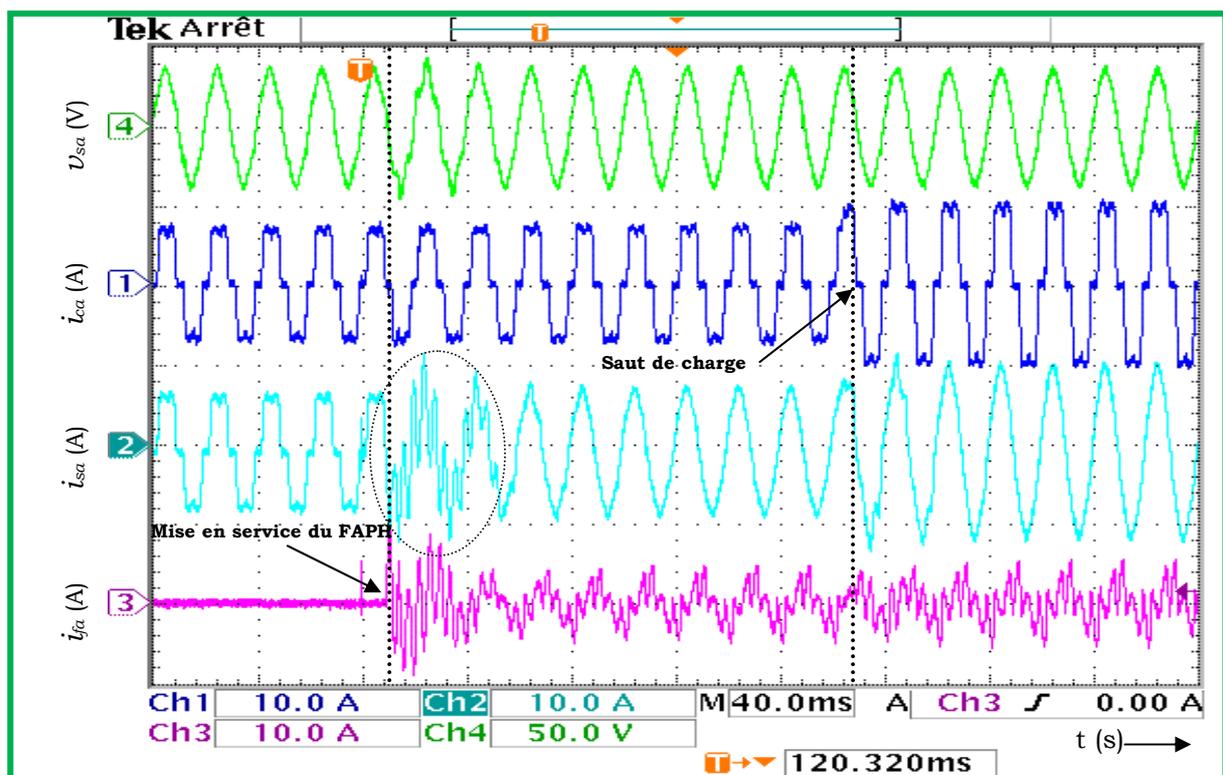


Fig. IV.70 Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A).

Dans cette partie, nous allons évaluer la rapidité et la robustesse de la commande $p-q$ appliquée au FAPH. A cet effet, nous allons tester expérimentalement le comportement du système en régime transitoire lors de la mise marche du système FAPH suivis d'un changement brusque de la charge non linéaire source de courant.

Le résultat de cet essai est illustré par la figure IV.70, où l'on a représenté, de haut en bas et pour la phase (a), les formes d'ondes de la tension de source $v_{sa}(V)$, du courant de charge $i_{ca}(A)$, du courant de source $i_{sa}(A)$, et finalement le courant du FAPH $i_{fa}(A)$.

Dès la connexion du FAPP au réseau, le courant de source i_s devient instantanément sinusoïdal et que la tension du bus continu V_{dc} converge vers sa référence $V_{dc_ref} = 25 V$.

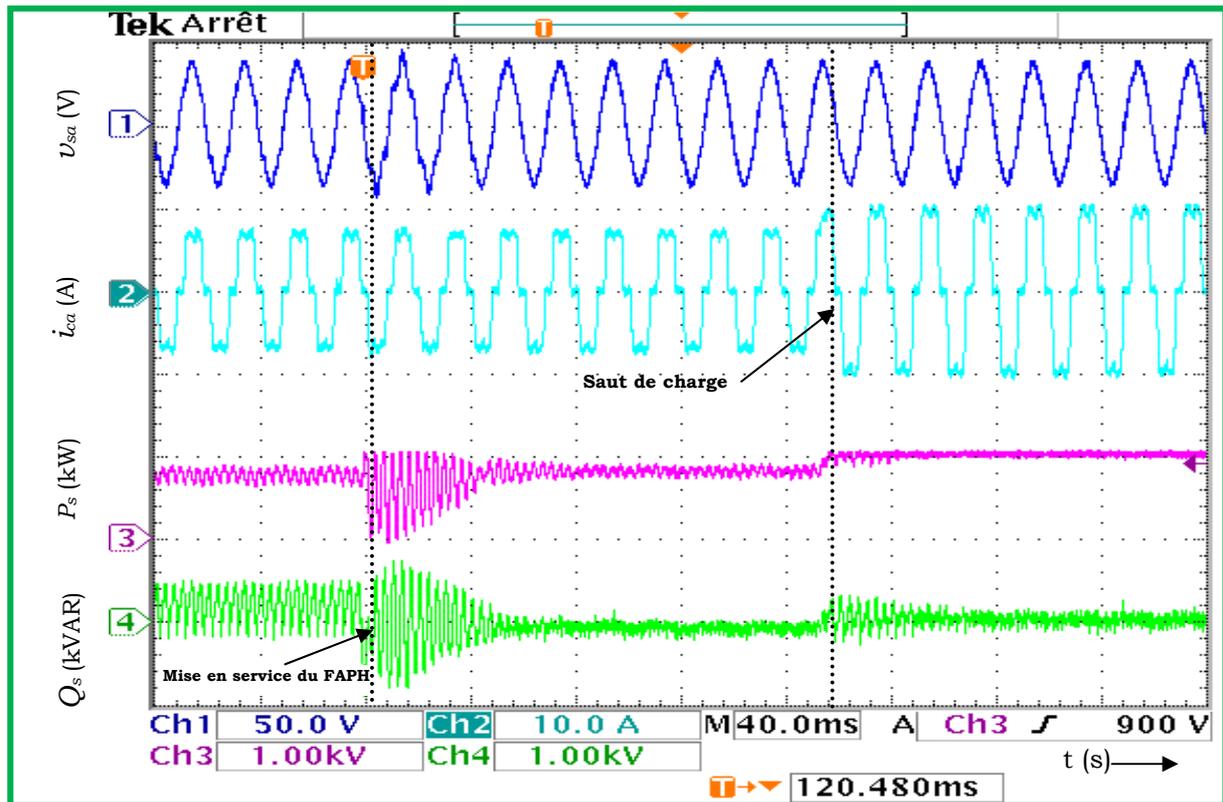


Fig. IV.71 Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissance active P_s (kW), puissance réactive Q_s (kVAR) (V).

Juste après la mise en service du FAPP, la charge non linéaire subit un changement brusque (diminution de sa valeur de presque 50%) par conséquent le courant i_c qui la traverse double de valeur. La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPH est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et inaffecté par ce saut de charge. Par ailleurs, nous constatons que la tension V_{dc} du bus continu demeure également régulée à sa

valeur de consigne $V_{DC_réf} = 25$ V, ce qui témoigne de la bonne dynamique de la commande $d-q$. D'autre part, la figure IV.66 présente les résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge, de la tension de source v_{sa} , du courant de charge i_{ca} , de la puissance active P , et de puissance réactive Q .

A partir de ces résultats expérimentaux (Figure IV.71), nous observons que la puissance active P subit une augmentation relative à ce saut de charge, cependant l'énergie réactive Q continue à osciller autour de sa valeur moyenne nulle.

IV.5.5.2 Cas d'une charge source de tension.

Dan cette deuxième partie, nous présentons les résultats expérimentaux obtenus avec une charge *non linéaire source de tension* qui est modélisée par un pont de diodes (PD3) débitant sur une résistance R_D en parallèle avec un condensateur C_D , comme c'est illustré par la figure IV.72.

Il est à noter que les résultats pratiques du système avant la mise en service du FAPH sont identiques à ceux présentés par les figures IV.40 et IV.41) du paragraphe IV-3-5-2-1. En effet, nous travaillons dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres qui sont récapitulés dans le Tableau IV.1.

IV.5.5.2-1 Comportement du FAPH en régime permanent

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats expérimentaux du système en régime permanent pour une charge non linéaire source de tension.

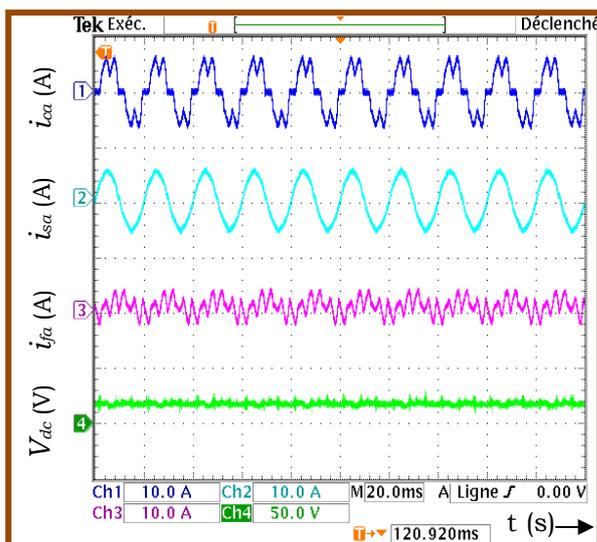


Figure IV.72. Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de filtre i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V).

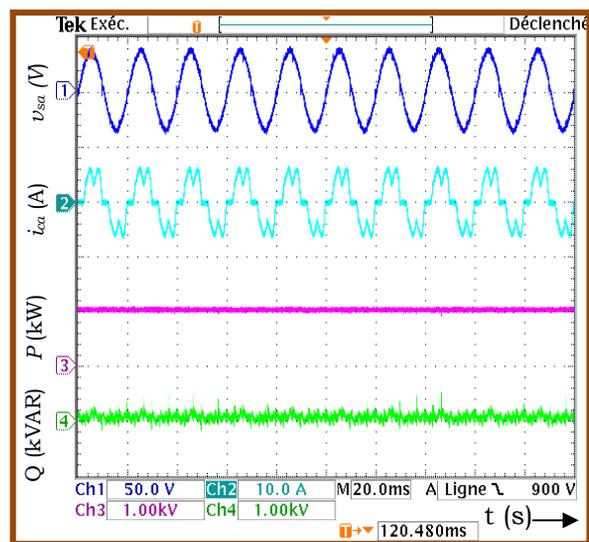


Figure IV.73. Tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), en régime permanent.

La figure IV.72 illustre les résultats expérimentaux en régime permanent (pour la phase a) du courant de charge i_c , courant de source i_s , Courant de filtre i_f et la tension du bus continu V_{dc} , cependant sur la figure IV.73 sont illustrées les formes d'ondes expérimentales de la tension de source $v_{sa}(V)$, courant de charge $i_{ca}(A)$, puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR).

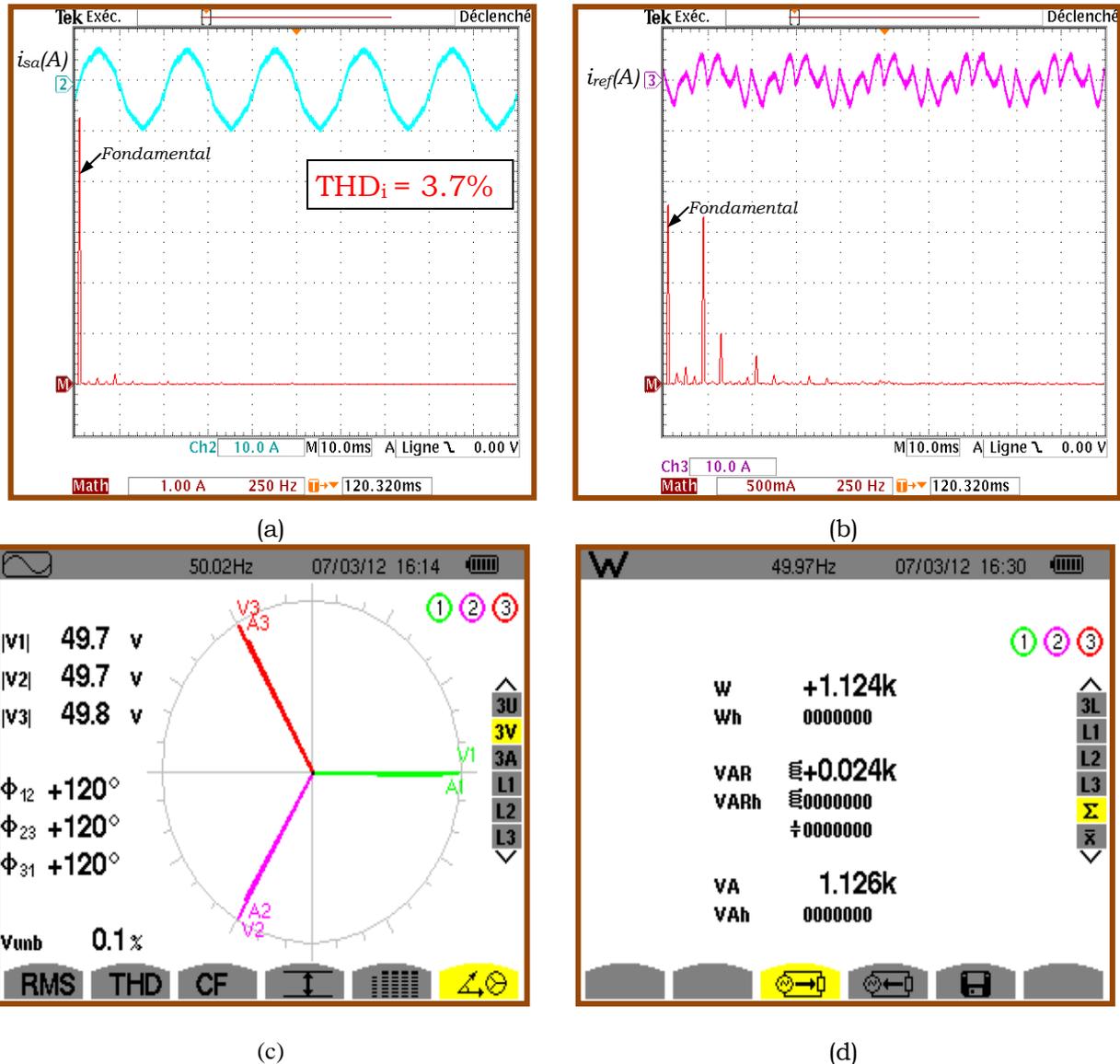


Figure IV.74 Résultats expérimentaux en régime permanent

(a): Courant de source i_{sa} (A), (b) : courant de référence i_{ref} (A), (c) : diagramme vectoriel Tensions-courants (d) : Bilan des puissances

En revanche, la figure IV.74 est illustré les résultats expérimentaux en régime permanent du courant de source i_{sa} (A), du courant de référence i_{ref} (A) avec leurs spectres de fréquence respectifs, ainsi que les relevés avec l'analyseur de réseau du

diagramme vectoriel tensions-courant et du bilan des puissances de la charge, en régime permanent.

A partir de ces résultats, nous constatons que le courant de source i_{sa} est quasi-sinusoïdal avec un $THDi$ qui décroît de 24.6% avant la connexion du FAPH au réseau électrique à **3.7%** et qui représente **le meilleur résultat pratique de $THDi$** obtenu tout au long du travail réalisé dans cette thèse. D'autre part, la tension du bus continu V_{dc} demeure bien régulée à sa référence V_{dc_ref} fixée à **seulement 25V** au lieu de 142V pour un FAPP dans les mêmes conditions.

IV.5.5.2-2 Comportement du FAPH en régime transitoire

La rapidité et la robustesse de la *commande d-q* appliquée au FAPH est évaluée dans ce paragraphe. A cet effet, nous allons tester expérimentalement le comportement du système en régime transitoire lors de la mise marche du système FAPH suivis d'un changement brusque de la charge non linéaire source de courant.

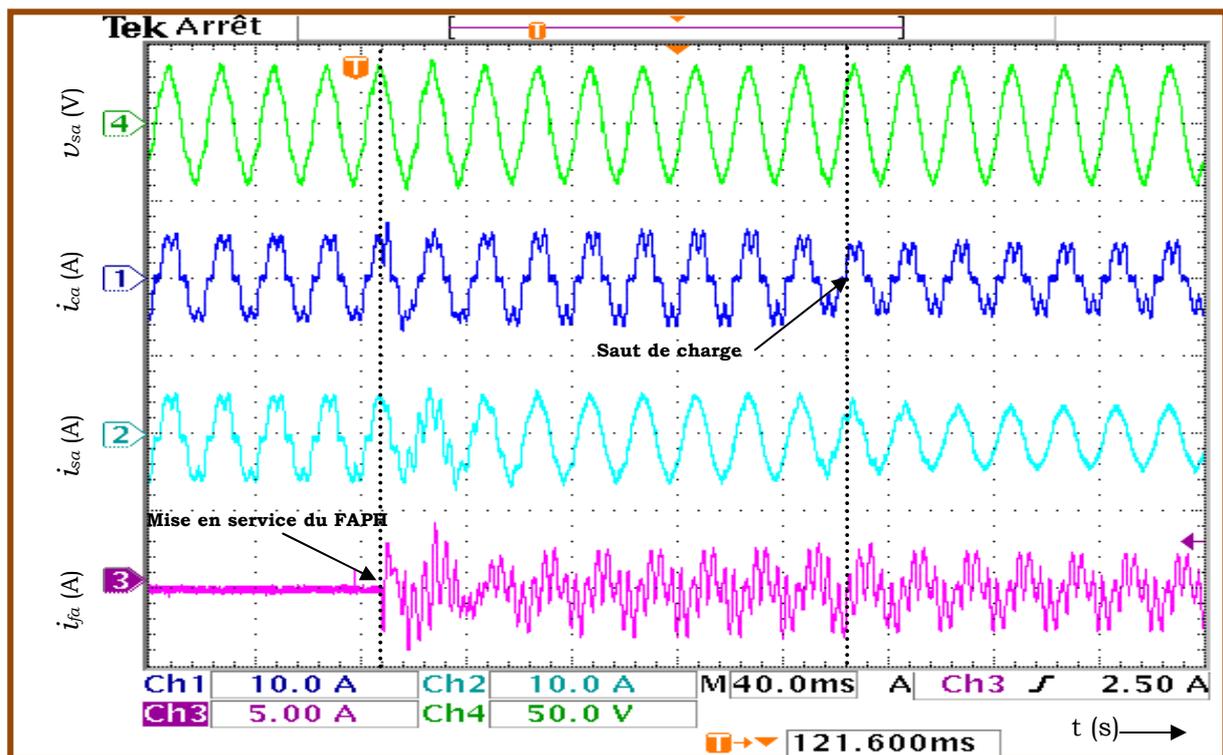


Figure IV.75 Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A).

Le résultat de cet essai est illustré par la figure IV.75, où l'on a représenté, de haut en bas et pour la phase (a), les formes d'ondes de la tension de source v_{sa} (V), du courant de charge i_{ca} (A), du courant de source i_{sa} (A), et finalement le courant du FAPH i_{fa} (A).

Dès la connexion du FAPP au réseau, le courant de source i_s devient instantanément sinusoïdal et que la tension du bus continu V_{dc} converge vers sa référence $V_{dc_ref} = 25$ V.

Juste après la mise en service du FAPP, la charge non linéaire subit un changement brusque (diminution de sa valeur de presque 50%) par conséquent le courant i_c qui la traverse double de valeur. La robustesse de cette méthode de commande appliquée au FAPH est prouvée par le fait que le courant de source i_{sa} reste quasi-sinusoïdal et inaffecté par ce saut de charge.

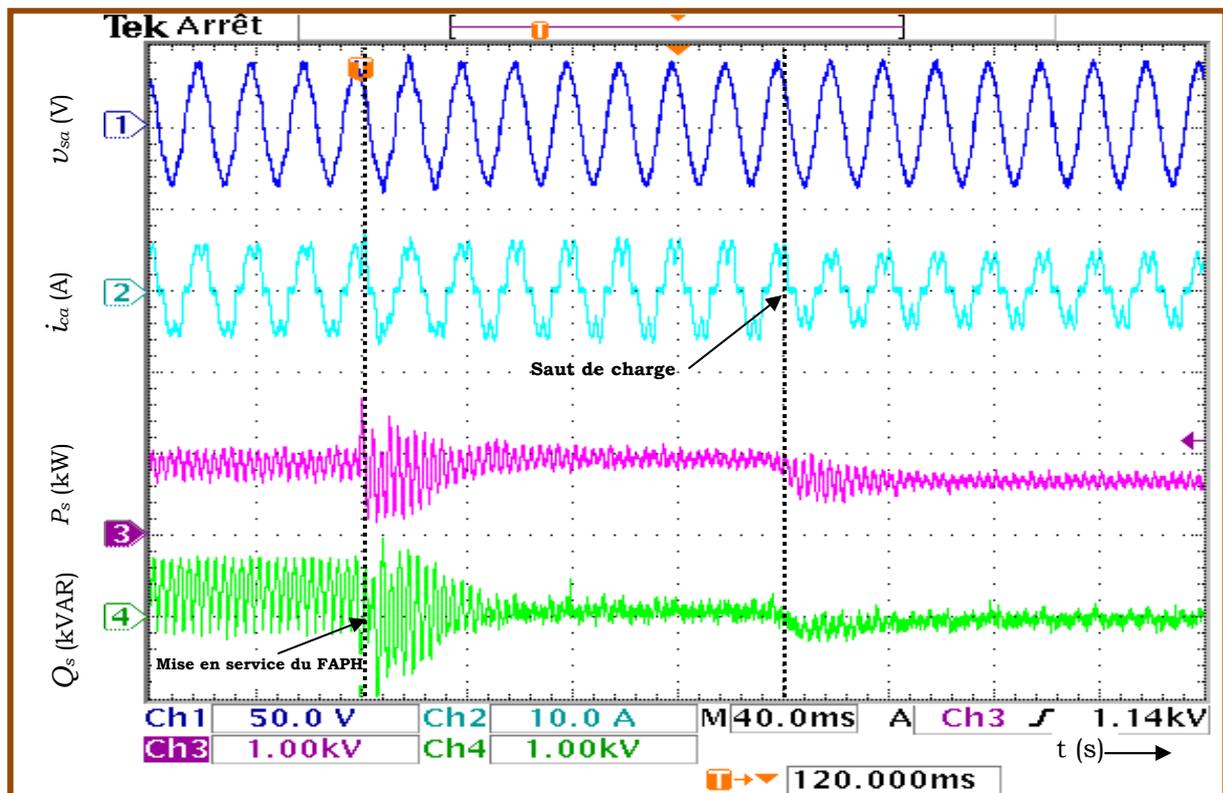


Fig. IV.75 Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissance active P_s (kW), puissance réactive Q_s (kVAR) (V).

D'autre part, la figure IV.75 présente les résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge, de la tension de source v_{sa} , du courant de charge i_{ca} , de la puissance active P , et de puissance réactive Q .

A partir de ces résultats expérimentaux (Figure IV.75), nous observons que la puissance active P subit une augmentation relative à ce saut de charge, cependant l'énergie réactive Q continue à osciller autour de sa valeur moyenne nulle.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le deuxième type de filtre actif de puissance dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie d'un réseau électrique pollué par la présence des charges non linéaires. Il s'agit du Filtre Actif Parallèle Hybride (FAPH). Ce filtre hybride est constitué d'un filtre actif triphasé à structure tension placé en série avec un filtre passif LC triphasé accordé sur le 7^{ème} harmonique ; l'ensemble est connecté directement et sans transformateur au réseau.

Nous avons, ensuite, présenté deux types de stratégies de commande du FAPP :

- La commande en puissance basée sur la méthode de puissances instantanées actives P et réactives Q : *Commande $p-q$* .
- La commande en tension basée sur la méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF) dans le plan tournant $d-q$: *Commande $d-q$* .

Les deux boucles de régulation interne (boucle des courants) et externe (tension du bus continu) sont assurées par des simples régulateurs PI.

Par ailleurs, les simulations sont élaborées sous environnement Matlab/Simulink™, en exploitant les outils SimPowerSystems de Simulink™.

Le système complet (réseau électrique, FAPH, charge non linéaire) pour les stratégies de commande a été développé et analysé en simulation sous environnement Matlab /Simulink© puis validé expérimentalement en exploitant le banc d'essai déjà décrit au paragraphe III.2 de ce manuscrit.

Les travaux de simulations et d'expérimentation ont été réalisés selon deux régimes de fonctionnement à savoir le régime permanent et le régime transitoire, et avec deux types de charge non linéaires :

- L'une se comportant comme source de courant.
- L'autre se comportant comme source de courant.

En conclusion, tous les résultats de simulations et d'expérimentation obtenues pour les deux stratégies de commande sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement, l'efficacité et la robustesse du FAPH et confirment la bonne réponse dynamique des stratégies de commande appliquées.

En revanche, il y a eu une légère différence concernant les taux de distorsions harmoniques (en simulation et en pratique) comme c'est illustré par le tableau III.

Tableau III.6 Résumé des THDi pour les deux types de commande.

Type de commande appliquée au FAPH		THDi % En simulation	THDi % En pratique
<i>Commande p-q</i>	Charge N-L source de courant	2.1	3.9
	Charge N-L source de tension	4.1	4.2
<i>Commande d-q</i>	Charge N-L source de courant	1.7	3.5
	Charge N-L source tension	3.8	3.7

Cependant, les résultats de simulation et d'expérimentation ont confirmé la bonne performance dynamique de la *commande p-q* par rapport à la *commande à hystérésis* du point de vu temps de réponse.

Toutefois, nous tenons à rappeler que pour cette topologie, la puissance du filtre actif est encore plus réduite puisque le courant qui le traverse est plus faible; ainsi le filtre actif est à l'abri de courant de court-circuit éventuel au niveau de la charge car il est placé en série avec les filtres passifs parallèles et en dérivation par rapport à la charge non linéaire. Ainsi, le filtre passif absorbe les courants harmoniques de rang 7 générés par la charge et le filtre actif améliore l'efficacité du filtre passif.

Conclusion Générale

Ce travail de recherche a été consacré à l'étude théorique et à la validation expérimentale de nouvelles stratégies destinées à la commande de deux topologies de filtres actifs parallèles à structure tension : le filtre actif parallèle (FAPP) et le filtre actif hybride (FAPH). Ces deux structures et leurs commandes ont pour objectifs de compenser les courants harmoniques des charges non linéaires connectées aux réseaux et d'améliorer les performances du filtrage tout en ayant recours à des stratégies de commande de complexités réduites.

Le premier chapitre a été consacré à la problématique des perturbations ou distorsions harmoniques générées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques.

L'augmentation régulière du nombre de dispositifs d'électronique de puissance utilisés dans les systèmes électriques ne fait qu'accentuer ces perturbations. En outre, les origines et les effets néfastes de ces perturbations ont été abordés et les normes en vigueur ont été présentées. Ces normes, notamment imposées aux distributeurs d'énergie, autorisent cependant la génération d'harmoniques dans certaines limites. En outre, le respect de ces normes motive l'étude et le développement de méthodes efficaces pour dépolluer les réseaux électriques, comme par exemple les dispositifs de filtrage actif, objets de ce manuscrit. Nous avons alors présenté, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées en filtrage : filtres passifs, filtres actifs ou bien encore la combinaison des deux.

Au deuxième chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des stratégies de commande proposées dans la littérature, à savoir les différents types de commande en courant, les différentes techniques d'extraction des harmoniques, les principaux régulateurs et en fin de compte les différentes techniques de commande.

Le troisième chapitre est plus particulièrement dédié à l'étude du filtre actif parallèle à structure tension. Nous y avons présenté une étude théorique de la compensation des harmoniques de courant circulant dans un réseau électrique à trois fils. Dans ce chapitre, ces travaux ont été validés par simulation. L'ensemble des simulations a été effectué à l'aide des outils MATLAB/Simulink™. Deux stratégies de commande, l'une en puissance basée sur la méthode des puissances instantanées, l'autre en courant utilisant un régulateur à hystérésis, ont été

étudiées. Ils nous ont permis de démontrer les performances et l'efficacité du filtre actif parallèle pour les commandes proposées. Nous avons également étudié le comportement du filtre actif en régime transitoire, permanent et déséquilibré.

Enfin nous avons présenté la validation expérimentale des résultats de simulation obtenus précédemment en exploitant le banc expérimental qui a été réalisé au sein du laboratoire LIAS de l'université de Poitiers (France).

Le chapitre quatre a été consacré au filtre hybride parallèle triphasé et plus particulièrement à l'optimisation de sa commande. Nous avons travaillé à améliorer les performances de filtrage tout en s'attachant à minimiser la complexité de la commande. Dans un premier temps, nous avons étudié théoriquement puis par simulation une topologie de filtre hybride triphasé, associée à plusieurs nouvelles stratégies de commande. Le filtre hybride étudié est constitué d'un filtre actif triphasé à structure tension connecté en série avec un filtre passif triphasé de type LC, accordé sur l'harmonique 7. La première commande en puissance étudiée est basée sur la méthode des puissances instantanées active et réactive (p-q). Ensuite, nous avons étudié la commande en tension (d-q) et ce pour deux types de charges non linéaires : l'une se comportant comme source de courant (modélisée par un pont de diode PD3 débitant sur une résistance R en série avec une inductance L) et l'autre se comportant comme source de tension (modélisée par un pont de diode PD3 débitant sur une résistance R en parallèle avec un condensateur C).

Les travaux de recherche que nous avons rapportés dans ce mémoire répondant aux exigences que nous nous sommes déjà fixées, en l'occurrence étude par simulation et validation expérimentale des filtres actifs de puissances pur (FAPP) et hybride (FAPH) d'améliorer la qualité de l'énergie en rendant les courants sinusoïdaux et en phase avec les tensions du réseau électrique. Néanmoins, nous sommes conscient également que certains problèmes ne sont pas traités dans ce travail et méritent d'être abordés ultérieurement comme par exemple:

1. Les performances du contrôle direct de puissance (DPC) dans le cas d'un réseau distordu et/ou déséquilibré avec le FAPH;
2. La combinaison de la *DPC* avec une commande prédictive à modèle de référence au lieu d'une stratégie de poursuite de trajectoire de référence.

Références

- [Abd 05] Y. Abdelli "Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 2005.
- [Abd 08] M. M. Abdusalam " Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France. 2008.
- [Abu 97] 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, Jun. 1997, pp. 1121-1126.
- [Abu 97 a] 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, Jun. 1997, pp. 1121-1126.
- [Aka 00] H. Akagi, "Active and Hybrid Filters for Power Conditioning ", IEEE ISIE, TU26-TU36. (2000)
- [Aka 03] H. Akagi, S. Srianthumrong, Y. Tamai. "Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters". Industry Applications Conference (I.A.S), vol.2, p. 1195 - 1202. (2003).
- [Aka 05] H. Akagi, "Active harmonic filters ", IEEE Trans. of Power Electronics, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [Aka 12] H. Akagi, K Isozaki, "A Hybrid Active Filter for a Three-Phase 12-Pulse Diode Rectifier Used as the Front End of a Medium-Voltage Motor Drive", IEEE transactions on Power electronics, vol. 27, NO. 1, pp. 69-77, (2012).
- [Aka 83] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits », Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.
- [Aka 86] H. 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.
- [Aka 90] H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae, « Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. 26, No. 1, pp. 93-98, 1990.
- [Aka 93] Akagi. H. (2005). "Active Harmonic Filters". Proceedings of the IEEE, vol. 93, n°12, p.2128-2141.

- [Aka 95] 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.
- [Aka 96] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov./Dec. 1996.
- [Aka 97] H. Akagi, "Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems ", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 12, no. 1, pp. 354-363, Jan. 1997.
- [Ala 01] M.A.E. Alali, S. Saadate, M.Machmoum, N.Bruyant, « Stratégies de dépollution active des réseaux électriques, parti II : Compensateur actif série d'harmoniques, de déséquilibre et de creux de tension des réseaux électriques », revue internationale de génie électrique, vol : 4, -n°3-4/2001, PP. 317-332, 2001.
- [Ala 00] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, « Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced », EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, September 2000.
- [Ala 02] M.A.E. Alali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension ", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, ULP-Strasbourg 1, France, Septembre 2002.
- [Alv 08] Alves, J. E. R., L. A. S. Pilotto, et al. "Thyristor-Controlled Reactors Nonlinear and Linear Dynamic Analytical Models". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, n° 1. p. 338-346. 2008.
- [Alz 01] Al-Zamil, A. M. and D. A. Torrey "A passive series, active shunt filter for high power applications". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, n° 1, p. 101-109. 2001.
- [Are 95] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, « A combined series and shunt active power filter », IEEE, KTH Stockholm power tech conference, Stockholm, Sweden (1995).
- [Are 97] Aredes, M., J. Hafner, et al. "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12. n° 2. p. 311-318. (1997).
- [Asi 05] Asiminoaei, L., F. Blaabjerg, et al. "Evaluation of harmonics detection methods for Active Power Filter applications". Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 1, p. 635 - 641. (2005).

- [Bay 06] Bayindir, K. C, M. U. Cuma, et al. "Hierarchical Neuro-fuzzy current control for a shunt active power filter". *Neural Computing & Applications*, vol. 15, n° 3-4, p. 223-238. (2006).
- [Ben 98] L. Benchaita, « Etude par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.
- [Ben 98] H. Benquassimi, « Conception de convertisseurs alternatifs - continu mono-étage à absorption sinusoïdale » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 18 Juin 1998.
- [Ben 99] Benchaita, L., S. Saadate, et al. "A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation". *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, n° 2, p. 642-647. (1999).
- [Bha 91] S. Bhattacharya, D.M. Divan, and B. Banerjee, « Synchronous Frame Harmonic Isolator using Active Series Filter », *EPE 1991*, 1991, p. 3-030 - 3-035.
- [Bha 93] S. Bhattacharya, D.M. Divan, B.B. Banerjee, "Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (THD) in a hybrid series active and parallel passive filter system", *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '93 Record.*, 24th Annual, pp. 779 -786. (1993).
- [Bha 94] V. B. Bhavaraju, P. Enjeti, « A fast active power filter to correct line voltage sags », *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, NO. 3, P. 333-338, June 1994.
- [Bha 95] S. Bhattacharya "Design and implementation of a hybrid series active filter system" *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 1, P. 189-195, (1995).
- [Bha 97] S. Bhattacharya, C. Po-Tai, et al. "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications". *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 33, n° 3, p. 732-747. (1997).
- [Bhe 06] Bhende, C. N., S. Mishra, et al. "TS-Fuzzy-controlled active power filter for load compensation". *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, n° 3, p. 1459-1465. (2006).
- [Bir 69] B. M. Bird, J. F. Marsh, P. R. McLellan, "Harmonic Reduction in Multiple Converts by Triple-Frequency Current Injection", *IEE Proceeding*, vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734, 1969.
- [Bir 69] B. Bird, J.F Marsh, P.L McLellan, « Harmonic reduction in multiple converter by

- triple frequency current injection », *Inst. Elect. Eng. Proc*, vol. 116, No. 10, pp. 1730-1734, April 1969.
- [Bol 94] M.H.J. Bollen, « Understanding power quality problems: voltage sags and interruptions », *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 41, NO. 3, P. 333-338, June 1994.
- [Bon 00] J. Bonal & G. Segquier, "Entrainements électriques à vitesse variable ", vol. 3 : Interactions convertisseur-réseau et convertisseur-moteur-charge, Editions TEC&DOC, 2000.
- [Bor 04] Bor Ren, L., O. Yuan-An, et al. "Shunt active power filter with three-phase switch clamped inverter". *International Conference on Control Applications*, Vol.2, p. 1633 -1638.(2004).
- [Bou 10] A.Bouafia, "Technique de commande prédictive et flou pour les systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseurs à MLI ", Thèse de doctorat en cotutelle, Université Ferhat Abbas (UFAS), Sétif, Algérie et Université de Poitiers, Poitiers, France. (2010)
- [Bru 98] N. Bruyant, « Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles : compensation globale ou sélective des harmoniques régime «équilibré ou déséquilibré » Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Saint-Nazaire, 25 Novembre 1998.
- [Cam 92] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, J. Lindsay, « Analysis and design of a series voltage compensator for three-phase unbalanced sources », *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.39, N°2, P. 159-167, April 1992.
- [Cam 94] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, J. Lindsay, « Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching function », *IEEE Trans. on power electronics*, vol.9, N°3, P. 269-274, May 1994.
- [CEI 02] CEI 61000-2-4: "compatibilité électromagnétique (CEM). 2^{ème} Partie, (environnement). 4^{ème} Section: niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence". (2002).
- [CEI 02 a] CEI 61000-4-13: "compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 4-13, Techniques d'essai et de mesure". (2002).
- [CEI 98] CEI 61000-3-4 "compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 3-4: Limites - Limitation des émissions de courants harmoniques dans les réseaux basse tension pour les matériels ayant un courant assigné supérieur à 16 A. (1998).
- [Cha 10] A. Chaoui, " Filtrage Actif Triphasé pour charges non linéaires", Thèse de doctorat en cotutelle, Université Ferhat Abbas (UFAS), Sétif, Algérie et Université de Poitiers, Poitiers, France. (2010)

- [Cha 00] A. Chandra, B. Zingh, B.N. Zingh, K. Al-Haddad, « An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction and balancing of nonlinear loads », IEEE Trans. on power electronics, vol.15, No. 3, pp. 495-507, May 2000.
- [Cha 01] S. Shahalami, " Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable " Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, France (2001).
- [Cha 96] F. De Chateaufieux, « Creux de tension et coupures brèves » Notes EDF, Groupe de travail UIE power quality: Guide sur la qualité de l'électricité pour l'alimentation des installations industrielle, partie 2, HR-22/96/045.A, 1996.
P. De larmina, « Automatique, Commande des Systèmes Linéaires », 2nd Edition, HERMES, 1996.
- [Chen 01] L. Chen, A. V. Jouanne, « A comparison and assessment of hybrid filter topologies and control algorithms ». PESC, IEEE, Power Electronics Specialists Conference, Ann. Meeting Conf, Vol. 2, pp. 545-570, (2001).
- [Col 99] C. Collombet, J.M. Lupin & J. Schonek, "Perturbation harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ", Schneider Electric, cahier technique no. 152, Septembre 1999.
- [Def 98] T. Deflandre, P. Mauras, « Les harmoniques sur les réseaux électriques » Edition Eyrolles, 1998.
- [Des 95] G. Desquilbet, C. Foucher, P. Fauquembergue, « Statistical analysis of voltage dips » Notes EDF, 96NR00102, 1995.
- [Dew 07] C. Dewez, "Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations ", Thèse de doctorat, LAII-ESIP, Université de Poitiers, France, Décembre 2007.
- [Dix 03] Dixon, J., Y. del Valle, et al. "A full compensating system for general loads, based on a combination of thyristor binary compensator, and a PWM-IGBT active power filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, n° 5, p. 982-989. (2003).
- [Dix 97] J. W. Dixon, G. Venegas, L. Moran, « A series active power filter based on sinusoidal current-controlled voltage-source inverter », IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 44, NO. 5, PP. 612-620, October 1997.

- [Elm 00] Elmitwally, A., S. Abdelkader, et al. "Neural network controlled three-phase four wire shunt active power filter". Generation, IEE Proceedings on Transmission and Distribution, vol. 147. n° 2. pp. 87-92. (2000).
- [Esf 04] A. Esfandiari, M. Parniani, H. Mokhtari, "A New Control Strategy of Shunt Active Filters for Power Quality Improvement of Highly and Randomly Varying Loads", IEEE Ind. Electronics, Vol. 2, pp. 1297 -1302. (2004).
- [Esc 07] Escobar, G., A. A. Valdez, et al. "A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter with Compensation of the Neutral Line Current". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22. n° 6, p. 2261-2270. (2007).
- [Fer 00] P. Ferracci, "La qualité de l'énergie électrique ", Schneider Electric, cahier technique no. 199, Mai 2000.
- [Fuj 00] Fujita, H., T. Yamasaki, et al. "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power Systems". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15,n°2, p. 215-222. (2000).
- [Fuj 91] Fujita, H. and H. Akagi "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, n° 6, p. 1020-1025. (1991).
- [Fuj 98] H. Fujita, H. Akagi, "The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 2, pp. 1312-1322, Mar. 1998.
- [Gou 04] Gous, M. G. F. and H. J. Beukes "Sliding mode control for a three-phase shunt active power filter utilizing a four-leg voltage source inverter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol.6, p. 4609 - 4615. (2004).
- [Gra 77] M. Grandpierre, B. Trannoy, « A static power device to rebalance and compensate reactive power in three phase network: design and control », IEEE Ind. Appl. Soc. Annual meeting, pp. 127-135, 1977.
- [Gra 90] W. Grady, M. Samotyj, and A. Noyola, « Survey of active power line conditioning methodologies », IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 5, pp. 1536-1542, 1990.
- [Gri 07] Grino, R., R. Cardoner, et al. "Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, n° 3, p.1495-1503. (2007).

- [Guf 00] S. Guffon, « Modélisation et commandes a structure variable de filtres actifs de puissance » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.
- [Gyu 76] L. Gyugyi and E.C. Strycula, « Active AC power filters », IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 529-535. 1976.
- [Had 97] K. Al-Haddad, G. Joos, « Distribution system voltage regulation under faults conditions using static series regulators », IEEE Industry Applications Society, Annual meeting, New Orleans, PP. 1383-1389, October 5-9, 1997.
- [Ham 04] Hamadi, A., K. Al-Haddad, et al. "Comparison of fuzzy logic and proportional integral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor". International Conference on Industrial Technology (ICIT), Vol. 2, p. 645-650. (2004).
- [Ham 06] Hamadi, A., K. Al-Hadda, et al. "Series active filter to mitigate power quality for medium size industrial loads (multi Pulses Transformer and modem AC drive)". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, p. 1510 - 1515. (2006).
- [Ham 07] Hamadi, A., S. Rahmani, et al. "A Novel Hybrid Series Active Filter for Power Quality Compensation". Power Electronics Specialists Conference (PESC).p. 1099 -1104. (2007).
- [Ham 09] Hamadi. A. S. Rahmani, et al. "A Hybrid Passive Filter Configuration for VAR Control and Harmonic Compensation". IEEE Transactions on Industrial Electronics,vol. 57, p. 2419-2434. (2009).
- [Ham1 09] Hamadi, A., S. Rahmani, et al. "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). p. 286 - 291. (2009).
- [Her 09] Herrera. R.S.P. Salmeron, et al. "Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power Systems." Power Electronics and Applications (EPE). p. 1 - 10. (2009).
- [Hol 92] J. Holtz. "Pulsewidth Modulation-A Survey", Transactions on Industrial Electronics, vol. 39 N°5, p. 410-420. (1992).
- [Hon 01] 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).
- [Hir 07] Hirve, S., K. Chatterjee, et al. "PLL-Less Active Power Filter Based on One-Cycle Control for Compensating Unbalanced Loads in Three-Phase Four-Wire System". IEEE Transactions on Power Delivery. vol. 22, n° 4, p. 2457-2465. (2007).
- [Hua 08] Huayun, Y. and R. Shiyan "A practical series-shunt hybrid active power filter based on fundamental magnetic potential self-balance". IEEE Transactions on Power Delivery. vol. 23, n° 4. p. 2089-2096. (2008).
- [Hui 02] S. Hui, Z. Ji-Yan, L. Wei-Dong, "A Novel Active Power Filter Using Multilevel Converter with Self Voltage Balancing ", Conference PowerCon'02, vol. 4, Oct. 2002, pp. 2275-2279.
- [IEC 98] IEC 61000-3-4. Limits: Limitations of emissions of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A. (1998).
- [IEEE 92] IEEE-519. IEEE Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. (1992).
- [Inz 05] R. Inzunza, H. Akagi, "A 6.6 kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 893-900, Jul. 2005.
- [Jai 03] S. K. Jain, P. Agarwal, H.O. Gupta "Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement", IEE Proc. Electrical Power Application, Vol. 149, N° 15, p. 317-328. (2002).
- [Jai 03] S. K. Jain, P. Agarwal, "Design Simulation and Experimental Investigations, on a Shunt Active Power Filter for Harmonics, and Reactive Power Compensation", Francis and Taylor, Electric Power Components and Systems, Vol. 31, N° 7, p. 671-692, (2003)
- [Joo 04] L.S Joon, K, Hyosung, et al, "A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory "IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 19, No. 3, pp. 814- 824. (2004).
- [Jou 05] H.L. Jou, J.C. Wu et al, "A Novel Active Power Filter for Harmonic suppression", IEEE Transactions on Power Delivery. vol. 20, n° 2. p. 1507-1513. (2005).
- [Jun 05] C. Junling, J. Xinjian, Z. Dongqi, D. Likuan, Y. Beige, "High Power Hybrid Active Power Filter for Medium-voltage Distribution Network ", Conference ICEMS, vol. 2, no. 6, Sep. 2005, pp. 1381-138.

- [Kan 04] Kanaan, H. Y. and K. Al-Haddad "Comparative evaluation of average-model-based control schemes applied to a three-phase series active power filter for voltage harmonic cancellation". International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). vol. 2, p. 783-789. (2004).
- [Kar 06] Karimi-Ghartemani, M. and H. Mokhtari "Extraction of Harmonics and Reactive Current for Power Quality Enhancement". International Symposium on Industrial Electronics, vol.3, p. 1673 - 1678. (2006).
- [Kau 97] V. Kaura, V. Blasko, « Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions », IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, No. 1, pp. 58-63, January/February 1997.
- [Kaw 83] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, « Active power filters », JIEE IPEC, Tokyo, Japon, pp. 981, 1983.
- [Kel 02] Kelemen, M. "Arbitrarily fast and robust tracking by feedback". International Journal of Control, vol. 75, n° 6, p. 443-465. (2002).
- [Kel 04] Kelemen, M. and D. Bensoussan "On the design, robustness, implementation and use of quasi-linear feedback compensators". International Journal of Control. vol. 77. n°6, p. 527-545. (2004).
- [Kha 08] Khadkikar, V. and A. Chandra "An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three H-bridge topology under unbalanced load conditions". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 4643 - 4649. (2008).
- [Kha 08] Khadkikar, V. and A. Chandra "A New Control Philosophy for a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) to Coordinate Load-Reactive Power Demand Between Shunt and Series Inverters". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 3, n° 4, p. 2522-2534. (2008).
- [Kha 09] Khadkikar, V. and A. Chandra "A Novel Structure for Three-Phase Four-Wire Distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPQC)". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, n° 5, p. 1897-1902. (2009).
- [Kom 97] Y. Komatsu and T. Kawabata. "Experimental Comparison of pq and Extension pq methods for Active Power Filter", *EPE'97 Conference*, 2. 729-2.734. (1997).
- [Kom 05] Komurcugil, H. and O. Kukrer "A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a Lyapunov function". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n° 1, p. 305-312. (2005).

- [Kom 07] Komurcugil, H. "Globally stable control of three-phase three-wire shunt active power filters". *Electrical Engineering*, vol. 89, n° 5, p. 411-418. (2007).
- [Kom 09] Komurcugil, H. "Integral sliding mode control of a single-phase current-source inverter". *Annual Conference on Industrial Electronics (IECON)*. p 1597-602. (2009).
- [Lap 99] O.L. Lapena, L.G. de Vicuna, J. Matas, M. Lopez and M. Castilla, « A sliding mode control design of an active power filter with a low-pass filter as input stage », *EPE-99 Lausanne, Suisse, 1999*.
- [Lin 04] B-R. Lin, H-K. Chiang, K-T. Yang, "Shunt Active Filter with Three-Phase Four-Wire NPC Inverter ", *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, Jul. 2004, pp.II.281-II.284.
- [Lop 06] A, Lopez De Heredia Bermeo. "Commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension ", Thèse de doctorat, LEG, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Novembre 2006.
- [Lot 95] C. Lott, « Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant sur des réseaux industriels : étude théorique et réalisation d'une maquette à GTO » Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 17 Octobre 1995.
- [Lou 95] S. Loudot, H. Pouliquen, T. Meynard, Y. Chéron, "Active Current Filter for MV/HV Networks ", *Conference EPE'95*, vol. 1, Séville (Spain), pp. 1129-1134.
- [Mat 08] Matas, J., L. G. de Vicuna. et al. "Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter via Sliding Mode Control". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23,n° 1,p. 116-125. (2008).
- [Men 03] N. Mendalek, "Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation ", Thèse de doctorat en génie, ETS, Université du Québec, Canada. (2003).
- [Men 03a] N. Mendalek, K. Al-Haddad, et al. "Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter". *Electric Power Applications*, vol. 150, n° 4, p. 373-379. (2003).
- [Men 08] Mendalek, N., K. Al-Haddad, et al. "Sliding mode control of three-phase four-leg shunt active power filter". *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, p. 4362-4367. (2008).

- [Men 09] Mendalek, N. "Modeling and control of three-phase four-leg split-capacitor shunt active power filter". International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications (ACTEA), p. 121-6. (2009).
- [Mey 90] P. Meynaud, « Qualité de la tension dans les réseaux électriques - creux de tension, flicker et harmoniques » Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4 260, pp. 1-25, 1990.
- [Mey 96] P. Meynaud, P. Pene, G. desquilbet, « Déséquilibre de tension » Notes EDF, 96NR00003, 1996.
- [Mir 04] H. Miranda, V. Cardenas, J. Pérez, C. Nuñez, "A Hybrid Multilevel Inverter for Shunt Active Filter Using Space Vector Control ", Conference PESC'04, Aachen (Germany), 2004.
- [Moh 77] N.Mohan et al, « Active filters for ac harmonic suppression », IEEE/PES winter meeting, A77 026-8, 1977.
- [Moj 06] Mojiri, M., M. Karimi-Ghartemani, et al. "A Technique for Extracting Harmonics of Time-Varying Nature". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 3, p. 1990- 1995. (2006).
- [Mor 90] L. Moràn, P. D. Ziagas, G. Joos, « Three-phase solid-state voltage compensator system », Can. J. Elect. Comp. Eng., vol. 15, no. 1, PP. 27-35, 1990.
- [Mor 99] L.A. Moràn, I. Pastorini, J. Dixon, R. Wallace, « A fault protection scheme for series active power filters », IEEE Trans. on power electronics, vol.14, N°5, P. 928-938, September 1999.
- [Mul 85] M. Muljadi, R. Shiferl, T. A. Lipo, « Induction machine phase balancing by unsymmetrical thyristor voltage control », IEEE Trans. On Industry applications, vol. IA-21, no. 4, PP. 669-678, May/June 1985.
- [Nak 99] T. Nakajima, E. Masada, « An active power filter with monitoring of harmonic spectrum », EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.
- [Nav 99] Nava-Segura, A. and M. Carmona-Hernandez "A detailed instantaneous harmonics and reactive compensation analysis of three-phase AC/DC converters, in abc and α - β ; coordinates". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, n° 3, p.1039-1045. (1999).
- [Olv 99] G. Olivier et R.P Bouchard "Electrotechnique", Presse Internationale Polytechnique, 2ème édition, 1999.

- [Pal 08] Y. Pal, A. Swarup, et al. "A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement". Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference (POWERCON), p. 1 - 8. (2008).
- [Pen 90] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A Study of Active Power Filters Using Quad-Séries Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation ", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.
- [Pen 90] F.Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae, « A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation », IEEE Trans. on power electronics, vol. 5, N°1, pp. 9-15, January 1990.
- [Pen 97] 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. 1997, pp. 1316-1321.
- [Pen 88] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, " A Novel Harmonic Power Filter ", IEEE, PESC, 1151-1159, (1988).
- [Pre 05] C. Prévé, "Les réseaux électriques industriels 2 ", Publications Hermès Science, 2005.
- [Pré 05] C. Prévé, "Les réseaux électriques industriels 2 ", Publications Hermès Science, 2005.
- [Rah 05] S.Rahmani, K. Al-Haddad, et al. "Implementation and simulation of a modified PWM with two current control techniques applied to a single-phase shunt hybrid power filter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 2345 - 2350. (2005).
- [Rah 06] S. Rahmani, K. Al-Haddad "Average modeling and hybrid control of a three phase series hybrid power filter". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, p. 919 - 924. (2006).
- [Rah 06] S. Rahmani, K. Al-Haddad, et al. "Implementation and simulation of modified PWM with two current control techniques applied to single-phase shunt hybrid power filter". IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 153, n° 3, p. 317-326. (2006).
- [Rah 07] Rahmani, S., A. Hamadi, et al. "A New Three Phase Hybrid Passive Filter to Dampen Resonances and Compensate Harmonics and Reactive Power for Any Type of Load under Distorted Source Conditions". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 2594-2599. (2007).
- [Rah 08] Rahmani, S., A. Hamadi, et al. "A new single phase hybrid passive filter to

- dampen resonances and compensate harmonics and reactive power under distorted source conditions". Conference on Industrial Electronics (IECON). p. 473 - 478. (2008).
- [Rah 09] Rahmani, S., A. Hamadi, et al. "A New Control Technique for Three-Phase Shunt Hybrid Power Filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 6, n° 8, p. 2904-2915. (2009).
- [Rah 12] Rahmani, S., A. Hamadi, et al. "A Lyapunov-Function-Based Control for a Three-Phase Shunt Hybrid Active Filter", IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 59, no. 3, march 2012
- [Ras 05] M. Rastogi, P. W. Hammond, S. R. Simms, "Multi-level Active Filter for Medium Voltage Applications", Conference PEDS'05, vol. 2, Nov. 2005, pp. 1508-1513.
- [Riv 03] Rivas, D., L. Moran, et al. "Improving passive filter compensation performance with active techniques". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, n° 1, p. 161-170. (2003).
- [Rou 07] Routimo, M., M. Salo, et al. "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 2, p. 636-643. (2007).
- [Saa 09] Saad, S. and L. Zellouma "Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power". Electric Power Systems Research vol. 79, n° 10, p. 1337-1341. (2009).
- [Sae 03] M. Saeedifard, A. R. Bakhshai, P. Jain, "An Active Power Filter Implemented with a Three-Level NPC Converter in Conjunction with the Classification Technique", Conference CCGEI'03, Montréal (Canada), May 2003.
- [Sae 03] M. Saeedifard, A. R. Bakhshai, P. Jain, "An Active Power Filter Implemented with a Three-Level NPC Converter in Conjunction with the Classification Technique", Conference CCGEI'03, Montréal (Canada), May 2003.
- [Sal 10] P. Salmeron, P. Salvador, P. Litran "A Control Strategy for Hybrid Power Filter to Compensate Four-Wires Three-Phase Systems", IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 25, NO. 7, pp. 1923-1931, (2010).
- [Sal 96] A. Salem Nia, « Contribution à l'étude théorique et expérimental d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 24 Septembre 1996.
- [San 07] Santana, W. C, K. Al-Haddad, et al. "An Active Resonance Damper for Distribution Systems Using an ARIMAX Parameter Estimator". Electrical Power Conference (EPC), p. 290 - 295. (2007).

- [San 99] A. Sannino, J. Svensson, « A series connected voltage source converter for voltage sag mitigation using vector control and a filter compensation algorithm », 35th IAS annual meeting of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 8-12October 2000 Rome, Italy, P. 2476-2481.
- [Sar 12] M. Sarra, J.P. Gaubert, A. Chaoui, F. Krim, "Contribution à l'amélioration de la qualité de l'énergie des réseaux électriques par filtrage actif de puissance", 14^{ème} édition de la conférence Electronique de Puissance du Futur (E.P.F), Bordeaux, France 2012 (à paraître).
- [Sar 11a] M. Sarra, J.P. Gaubert, A. Chaoui, F. Krim, "Experimental Validation of Two Control Techniques Applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter for Power Quaty Improvement", International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E), Vol. 6. N. 6, Special Issue on "Power Quality in Smart Grids", Nov. pp. 2825-2836. (2011).
- [Sar 11b] M. Sarra, J.P. Gaubert, A. Chaoui, F. Krim, "Two Control Techniques Applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter for Power Quaty Improvement with Experimental Validation ", European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Birmingham, UK (2011).
- [Sar 09] M. Sarra, K. Djazia, A. Chaoui, F. Krim," Three Phase Active Power Filter with Integrator-Proportional Control", Jornal of Electrical Systems (J.E.S), Special Issue N°1, pp 79-84, Nov. 2009.
- [Sar 09a] M. Sarra, K. Djazia, A. Chaoui, F. Krim," Three Phase Active Power Filter with Integrator-Proportional Control", International Conférence On Electrical Engineering (I.C.E.E), Algiers, Algeria. (2009)
- [Sar 09b] M. Sarra, K. Djazia, A. Chaoui, F. Krim, " dSPACE based control of Three Phase Active Power Filter for Harmonic and Reactive Compensation", International Conférence On Electrical Engineering (I.C.E.E), Boumerdes, Algeria. (2009).
- [Sar 09c] M. Sarra, Z. Sahli, K. Djazia, A. Chaoui, " Real time control of Power System Stabiliser using an Artificial Neural Network", International Conference On Applied Informatics, (I.C.A.I), B.B.Arreridj, Algeria, (2009)
- [Sas 71] 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.
- [Saw 09] Sawant, R. R. and M. C. Chandorkar "A Multifunctional Four-Leg Grid-Connected Compensator". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, n° 1, p. 249-259. (2009).
- [Sha 06] M. Shafiee Koor : "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux

- électriques", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [Sin 00] Singh, B. N., A. Chandra, et al. "DSP-based indirect-current-controlled STATCOM. Part 1: Evaluation of current control techniques". IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 147, n°2, p. 107-112. (2000).
- [Sin 05] Singh, B., V. Verma, K.Al Haddad. "Hybrid filters for power quality improvement". IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 152, n° 3, p. 365-378. (2005).
- [Sin 05] Singh, P. "Decoupled Reactive power Compensation Using Neural Network Based control scheme". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 289 - 295. (2005).
- [Sin 06] Singh, B. and V. Verma "Indirect Current Control of Series Hybrid Filter: An Experimental Study". International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol.2, p. 1364-1369. (2006).
- [Sin 06 a] Singh, B. and V. Verma " An indirect current control of hybrid power filter for varying loads". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, n° 1, p. 178-184. (2006).
- [Sin 07] B. Singh and V. Verma, « An improved hybrid filter for compensation of current and voltage harmonics for varying rectifier loads ». Electric Power and Energy Systems, Vol. 29, pp. 312-321, (2007).
B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra; "A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 13, No. 1, pp. 133- 138. (1998).
- [Sin 99] Singh, B., K. Al-Haddad, et al. "A review of active filters for power quality improvement". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, n° 5, p. 960-971. (1999).
- [Sin 99 a] Singh, B. N., S. Bhim, et al. "Digital implementation of a new type of hybrid filter with simplified control strategy". Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 1, p. 642 - 648. (1999).
- [Sin 99 b] Singh, B. N., B. Singh, et al. "A new control scheme of series hybrid active filter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1, p. 249 - 254. (1999).
- [Son 04] B. M. Song, "Voltage Balancing Techniques for Flying Capacitors used in Soft-Switching Multilevel Active Power Filters", Thèse de la Faculté de l'Institut Polytechnique de Virginia (Etats Unis), 2004.

- [Sri 02] Srianthumrong, S., H. Fujita, et al. "Stability analysis of a series active filter integrated with a double-série diode rectifier". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, n° 1, p. 117-124. (2002).
- [Sri 03] 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, n° 3, pp. 874-882, May/Jun. 2003.
- [Suk 99] Sukin, P., S. Jeong-Hyoun, K. Nam. "A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size". Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1, p. 400-405. (1999).
- [Sza 84] B. Szabados, " Répercussions sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance " REG, N°. 12, pp. 791-796, 1984.
- [Tak 87] M. Takeda, K. Ikeda, Y. Tominaga. "Harmonic Current Compensation with Active Filter" IEEE PESC, 808-815. (1987).
- [Tan 02] 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.
- [Tan 03] P. C. Tan, R. E. Morrison, D. G. Holmes, "Voltage Form Factor Control and Reactive Power Compensation in a 25-kV Electrified Railway System Using a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection ", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 2, Mar./Apr. 2003.
- [Tan 95] T. Tanaka, H. Akagi , "A new method of harmonic power detection based on the instantaneous active power in three-phase circuits", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.10, No. 4, pp. 1737- 1741. (1995)
- [Tou 99] R. Tounsi, « Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Octobre 1999.
- [Vai 96] F. Vaillant & J. Delaballe, "La CEM: la compatibilité électromagnétique " Schneider Electric, cahier technique no. 149, Août 1996.
- [Vis 00] A.J. Visser, T. Mouton, J.H.R. Enslin, "Directed-coupled cascaded multilevel sag compensator" IEEE 31st annual power electronics specialists conference, 18-23 June 2000 Galway, Ireland.

- [Wan 92] M.X. Wang, "Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel " Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.
- [Wir 07] Wiroj, T., T. Hatada, et al. "Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 5, p. 1882-1889. (2007).
- [Xu 94] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [Yac 04] L., Yacoubi "Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non polluants: Application au convertisseur trois niveaux à point calé". Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada. 2004.
- [Yac 06] Yacoubi, L., K. Al-Haddad, et al. "Linear and Nonlinear Control Techniques for a Three-Phase Three-Level NPC Boost Rectifier". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 6, p. 1908-1918. (2006).
- [Yao 03] Yaow-Ming, C. "Passive filter design using genetic algorithms". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, n° 1, p. 202-207. (2003).
- [You 07] N. B. Youssef, "«Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et à faible taux de distorsion harmonique : Application au redresseur triphasé de Vienne". Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada. 2007.
- [Yue 05] Yue, W., W. Zhaoan, et al. "Compensation Characteristics of a Novel Shunt Hybrid Active Power Filter". *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, p. 2598 -2602. (2005).
- [Zha 01] Zhaoan, W., W. Qun, et al. "A series active power filter adopting hybrid control approach". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n° 3, p. 301-310. (2001).
- [Zha 02] Zhang. R. V. H. Prasad, et al. "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, n°3, p. 314-326. (2002).
- [Zyl 95] A. Zyl, J. Enslin, W. H. Steyn, R. Spée, "A new unified approach to power quality management" , *IEEE PESC*, 183-188. (1995).

Liste des figures

Figure I.1	Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.	8
Figure I.2	Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé.	9
Figure I.3	Charge non-linéaire type source de courants harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge inductive coté continu. (b) Circuit équivalent par phase. (c) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase-a	10
Figure I.4	Charge non-linéaire type source de tensions harmoniques. (a) Circuit de base d'un pont à six diodes débitant sur une charge capacitive coté continu. (b) Circuit équivalent par phase. (c) Formes d'ondes de la tension simple et du courant de la phase -a.	13
Figure I.5	Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement.	16
Figure I.6	Filtre passif résonnant	26
Figure I.7	Filtre passif amorti	27
Figure I.8	Filtre Actif Shunt type source de tension	30
Figure I.9	Filtrage Actif shunt type source de courant	32
Figure I.10	Filtre Actif shunt quatre fils avec un condensateur à point milieu	33
Figure I.11	Filtre actif série	34
Figure I.12	La combinaison parallèle-série actifs (UPQC)	35
Figure I.13	Filtre actif série avec filtre passif parallèle	37
Figure I.14	Filtre Actif hybride avec transformateur	38
Figure I.15	APF Hybride avec Transformateur et bobine	39
Figure I.16	APF Hybride avec Transformateur et condensateur	40
Figure I.17	Filtre Actif hybride sans transformateur	40
Figure I.18	Filtre hybride composé d'un filtre actif shunt et un filtre passif parallèle	42
Figure II.1	Schéma bloc de contrôle générique d'un filtre actif Shunt.	47
Figure II.2	Commande par hystérésis.	48
Figure II.3	Commande par hystérésis modulée.	49
Figure II.4	Commande montrant la bande d'hystérésis.	49
Figure II.5	Principe de la commande MLI.	50
Figure II.6	Transformation d'axe 'abc' à ' α - β ' sans fil neutre.	53
Figure II.7	Schéma synoptique de méthode des puissances instantanées	56
Figure II.8	Algorithme 'p-q' d'extraction de référence par la méthode de contrôle indirecte.	58
Figure II.9	Schéma bloc d'identification des perturbations du courant avec la méthode du courant instantanée dq.	59

Figure II.10	Filtres classiques pour l'extraction de la composante harmonique.	60
Figure II.11	Filtre Multi-Variable. (FMV)	61
Figure II.12	Exploitation du Filtre Multi-Variable pour l'extraction des harmoniques.	62
Figure II.13	PLL classique pour l'extraction des harmoniques.	63
Figure II.14	Système incluant un contrôleur PI	64
Figure II.15	Système incluant un contrôleur retour d'état avec intégrateur.	65
Figure II.16	Régulateur flou de type Mamdani intégré pour le contrôle du système.	66
Figure II.17	Régulateur flou de type Sugeno pour le contrôle du système.	67
Figure II.18	Structure du régulateur ANFIS.	68
Figure II.19	Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt.	69
Figure II.20	Commande non linéaire par linéarisation exacte.	70
Figure II.21	Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.	71
Figure II.22	Commande non linéaire adaptative indirecte	72
Figure III.1	Topologie d'un filtre actif parallèle pur (FAPP).	78
Figure III.2	Structure générale du FAP pur à structure tension	79
Figure III.3	Onduleur de tension triphasé à structure tension.	80
Figure III.4	Les huit configurations de l'onduleur de tension	81
Figure III.5	Représentation vectorielle de la tension pour le configuration (2)	82
Figure III.6	Représentation vectorielle des tensions pour les configurations (1) et (8)	83
Figure III.7	Représentation vectorielle dans un repère triphasé des tensions générées par l'onduleur.	83
Figure III.8	Représentation vectorielle dans un repère biphasé (α, β) des tensions générées par l'onduleur.	84
Figure III.9	Schéma de principe de la commande à base d'un régulateur à hystérésis	88
Figure III.10	Commande par hystérésis à bande fixe	90
Figure III.11	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire	92
Figure III.12	Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre	93
Figure III.13	Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.06s$	94
Figure III.14	Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q après la mise en service du FAPP à $t=0.06s$	95
Figure III.15	Forme d'onde de la tension et du courant du réseau(a), ainsi que celle du courant du réseau avec sa référence (b).	95
Figure III.16	comportement du FAPP en régime dynamique	96
Figure III.17	Puissance active P et réactive Q en régime dynamique	97
Figure III.18	Schéma global du banc expérimental du FAP Pur et Hybride.	88

Figure III.19	Schéma électrique de la plateforme expérimentale	101
Figure III.20	Chaîne de mesure du courant de source	103
Figure III.21	Diagramme de l'architecture de la DS1104.	106
Figure III.22	Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte dSPACE	107
Figure III.23	Schéma représentant la commande numérique du SAPF.	108
Figure III.24	Figure III.24- Schéma représentant la commande Hybride du FAPP : (a) avec une hystérésis analogique (b) avec une MLI intersective analogique.	109
Figure III.25	Schéma électronique du comparateur à hystérésis analogique	110
Figure III.26	Schéma électronique de génération de la troisième référence analogique.	111
Figure III.27	Schéma électronique d'un comparateur à MLI intersective.	111
Figure III.28	Schéma de génération des compléments et des temps morts de la commande.	112
Figure III.29	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP (a): V_{sa} (V), i_{sa} (A) et (b): P (kW), Q (kVAR).	115
Figure III.30	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP (a) : Diagramme vectoriel tension-courant, (b) : Bilan des puissances, (c) : THD _i , (d) THD _v	116
Figure III.31	Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de compensation i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V) après mise en marche du FAPP.	117
Figure III.32	Courant de référence i_{ref} (A), Courant de charge i_{ca} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q(kVAR) après mise en marche du FAPP.	117
Figure III.33	Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre de fréquence	117
Figure III.34	Courant de compensation i_{fa} (A) avec son spectre de fréquence	117
Figure III.35	Diagramme vectoriel : tension- -courant, après filtrage	118
Figure III.36	Bilan des puissances du côté réseau, après filtrage.	118
Figure III.37	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A).	119
Figure III.38	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)	120
Figure III.39	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A).	121

Figure III.40	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)	122
Figure III.41	Commande du FAPP par la méthode des puissances active et réactive instantanées.	123
Figure III.42	Types de Filtrés d'extraction de la composante alternative	125
Figure III.43	Schéma équivalent par phase du filtre de couplage	126
Figure III.44	Boucle de régulation des courants du FAP	128
Figure III.45	Régulation de la tension V_{dc} du bus continu.	145
Figure III.46	Schéma de PLL classique	130
Figure III.47	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire	131
Figure III.48	Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre	132
Figure III.49	Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.1s$	133
Figure III.50	Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q avec leurs composantes alternatives, après la mise en service du FAPP à $t=0.1s$	134
Figure III.51	Forme d'onde de V_{sa} - I_{sa} et I_{fa} - I_{ref} après la mise en service du FAPP à $t=0.1s$	135
Figure III.52	Comportement du FAPP en régime dynamique	136
Figure III.53	Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q en régime dynamique	137
Figure III.54	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP (a): V_{sa} (V), i_{sa} (A) et (b): P (kW), Q (kVAR).	138
Figure III.55	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP (a) : Spectre du courant de source (phase 1), (b) : Diagramme vectoriel	138
Figure III.56	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPP (a) : Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre, (b) : Bilan des puissances de la charge.	139
Figure III.57	Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de filtre i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V), après mise en service du FAPP	139
Figure III.58	Courant de référence i_{ref} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), après mise en service du FAPP.	139
Figure III.59	Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPP.	140
Figure III.60	Courant de compensation i_{fa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPP.	140
Figure III.61	Tension et courant de source (phase (a)), après la mise en service du	140

	FAPP.	
Figure III.62	Bilan des puissances après la mise en service du FAPP.	140
Figure III.63	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A)	142
Figure III.64	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de référence i_{ref} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)	143
Figure III.65	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V), courant du filtre i_{fa} (A).	144
Figure III.66	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)	145
Figure IV.1	Structure générale du FAPH	153
Figure IV.2	Schémas équivalent de la phase a	155
Figure IV.3	Schémas équivalent de la phase a vis-à-vis des harmoniques	156
Figure IV.4	Commande du FAP Hybride par la méthode des puissances active et réactive instantanées	158
Figure IV.5	Types de Filtres d'extraction de la composante alternative	160
Figure IV.6	Schéma équivalent par phase du filtre de couplage	161
Figure IV.7	Boucle de régulation des courants du FAPH	163
Figure IV.8	Régulation de la tension V_{dc} du bus continu.	164
Figure IV.9	Schéma de PLL classique	165
Figure IV.10	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire source de courant avant la mise en service du FAPH	168
Figure IV.11	Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre	169
Figure IV.12	Forme d'onde de la tension et du courant de source V_{sa} , I_{sa} , du courant de charge I_{ca} , du courant du filtre I_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V)	170
Figure IV.13	Forme d'onde de la puissance active P réactive Q avec leurs composantes alternatives, après la mise en service du FAPH à $t=0.1s$	171
Figure IV.14	Mise en service du FAPH à $t=0.01s$	172
Figure IV.15	Forme d'onde de la tension et du courant de source v_{sa} , i_{sa} , du courant de charge i_{ca} , du courant du filtre i_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V), en régime permanent	173
Figure IV.16	Forme d'onde de la puissance active P réactive Q avec leurs	173

	composantes alternatives, en régime permanent.	
Figure IV.17	Forme d'onde de la tension et du courant de source v_{sa} , i_{sa} , du courant de charge i_{ca} , du courant du filtre i_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V), en régime dynamique	174
Figure IV.18	Forme d'onde de la puissance active P réactive Q avec leurs composantes alternatives, en régime dynamique	175
Figure IV.19	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire source de tension avant la mise en service du FAPH	176
Figure IV.20	Forme d'onde (a) du courant du réseau et son spectre (b) de la tension du réseau et son spectre	177
Figure IV.21	Forme d'onde de la tension de source V_{sa} , courant de charge i_{ca} , du courant de source i_{sa} , du courant du filtre i_{fa} et de la tension du bus continu V_{dc} (V) après mise en service du FAPH.	178
Figure IV.22	Forme d'onde du courant du réseau i_{sa} avec son spectre en régime permanent.	178
Figure IV.23	Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q après la mise en service du FAPH	179
Figure IV.24	Comportement du FAPH après sa mise en service	179
Figure IV.25	Comportement du FAPH en régime permanent : v_{sa} (V), I_{ca} (A), i_{sa} (A), V_{dc} (V).	180
Figure IV.26	Comportement du FAPH en régime permanent : P_s (W), Q_s (VAR), P_{alt} (W) et Q_{alt} (VAR).	181
Figure IV.27	Comportement du FAPH en régime dynamique : v_{sa} (V), I_{ca} (A), i_{sa} (A), V_{dc} (V).	181
Figure IV.28	Comportement du FAPH en régime dynamique : v_{sa} (V), I_{ca} (A), i_{sa} (A), V_{dc} (V).	182
Figure IV.29	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH (a): V_{sa} (V), i_{sa} (A) et (b): P (kW), Q (kVAR).	183
Figure IV.30	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH (a) : Diagramme vectoriel, (b): Bilan des puissances de la charge non linéaire, (c) Courants de source i_{s123} (A) et (d) Tensions de source v_{s123} (V)	184
Figure IV.31	Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de filtre i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V), en régime permanent.	185
Figure IV.32	Courant de référence i_{ref} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), en régime permanent.	185
Figure IV.33	Courant de source i_{sa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPH.	185

Figure IV.34	Courant de compensation i_{fa} (A) avec son spectre de fréquence, après la mise en service du FAPH.	185
Figure IV.35	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH (a) : Diagramme vectoriel, (b) : Bilan des puissances de la charge non linéaire en régime permanent.	186
Figure IV.36	Résultats expérimentaux avant puis après la mise en service du FAPH : Tension de source $v_{sa}(V)$, courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A)	188
Figure IV.37	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP : courant de référence i_{ref} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)	189
Figure IV.38	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPP suivi d'un saut de charge: Tension de source v_{sa} (A), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), et courant du filtre i_{fa} (A).	190
Figure IV.39	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), Puissance active P (kW), Puissance réactive Q (kVAR)	191
Figure IV.40	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH tension de source v_{sa} (V), courant de source i_{sa} (A), la Puissance active P (kW) et réactive Q (kVAR).	192
Figure IV.41	Résultats expérimentaux avant la mise en service du FAPH (a): tension de source v_{sa} (V), (b) : courant de source i_{sa} (A), (c) : tension de source v_{sa123} la (d) : courant de source i_{sa123}	192
Figure IV.42	Résultats expérimentaux Avant connexion du FAPH : (a) :Diagramme vectoriel Courants-Tensions, (b) : Bilan des puissances	193
Figure IV.43	Courant de charge $i_{ca}(A)$, Courant de source $i_{sa}(A)$, Courant de filtre $i_{fa}(A)$ et la tension du bus continu $V_{dc}(V)$.	193
Figure IV.44	Tension de source $v_{sa}(V)$, courant de charge $i_{ca}(A)$, puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), en régime permanent.	193
Figure IV.45	Résultats expérimentaux en régime permanent (a): Courant de source i_{sa} (A), (b) : courant de référence i_{ref} (A), (c) : tension de source v_{sa123} la (d) : courant de source i_{sa123}	194
Figure IV.46	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A).	195
Figure IV.47	Résultats expérimentaux après la mise en service du FAPH: tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissances active P_s (kW), puissances réactive	196

	Q_s (kVAR).	
Figure IV.48	Résultats expérimentaux lors d'un saut de charge : courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A), tension du bus continu V_{dc} (V).	197
Figure IV.49	Résultats expérimentaux lors d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissance active P_s (kW), puissance réactive Q_s (kVAR)	198
Figure IV.50	Commande en tension du FAPH par la méthode d-q	199
Figure IV.51	Boucles interne et externe de régulation du FAPH.	200
Figure IV.52	Circuit équivalent du système pour la régulation de la tension v_{PCC} à la fréquence fondamentale.	201
Figure IV.53	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire type source de courant	203
Figure IV.54	Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) après mise en service du FAPH	204
Figure IV.55	Forme d'onde de la puissance active P et réactive Q après la mise en service du FAPH	205
Figure IV.56	Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime permanent	206
Figure IV.57	Formes d'ondes de la tension v_{sa} et du courant v_{sa} de source avec leurs spectres de fréquence respectifs.	206
Figure IV.58	Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et \tilde{I}_q à la sortie du FPH, en régime permanent	207
Figure IV.59	Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime dynamique	208
Figure IV.60	Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et \tilde{I}_q à la sortie du FPH, en régime permanent	208
Figure IV.61	Modélisation du réseau électrique connecté à une charge non linéaire type source de tension.	209
Figure IV.62	Forme d'ondes : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) lors de la mise en service du FAPH	210
Figure IV.63	Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et \tilde{I}_q à la sortie du FPH, lors de la mise en service du FAPH	211
Figure IV.64	Forme d'ondes de : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime permanent	212

Figure IV.65	Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et, \tilde{I}_q à la sortie du FPH, en régime permanent	212
Figure IV.66	Forme d'ondes de : v_{sa} (V), i_{ca} (A), i_{sa} (A), i_{fa} (A) et V_{dc} (V) en régime dynamique	213
Figure IV.67	Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et, \tilde{I}_q à la sortie du FPH en régime dynamique	214
Figure IV.68	Forme d'ondes des puissances instantanées : P_s (W), Q_s (Var) et des courants \tilde{I}_d et, \tilde{I}_q à la sortie du FPH en régime dynamique	216
Figure IV.69	Comportement du FAPH en régime permanent	217
Figure IV.70	Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A).	218
Figure IV.71	Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissance active P_s (kW), puissance réactive Q_s (kVAR) (V).	219
Figure IV.72	Courant de charge i_{ca} (A), Courant de source i_{sa} (A), Courant de filtre i_{fa} (A) et la tension du bus continu V_{dc} (V).	220
Figure IV.73	Tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissances instantanées active P (kW) et réactive Q (kVAR), en régime permanent.	220
Figure IV.74	Résultats expérimentaux en régime permanent (a): Courant de source i_{sa} (A), (b) : courant de référence i_{ref} (A), (c) : diagramme vectoriel Tensions-courants (d) : Bilan des puissances	221
Figure IV.75	Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), courant de source i_{sa} (A), courant du filtre i_{fa} (A).	222
Figure IV.76	Résultats expérimentaux lors de la mise en service du FAPH suivi d'un saut de charge : tension de source v_{sa} (V), courant de charge i_{ca} (A), puissance active P_s (kW), puissance réactive Q_s (kVAR) (V).	223

Liste des tableaux

Tableau I.1	THD _i pour quelques charges non linéaires	18
Tableau I.2	Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519	21
Tableau I.3	CEI 61000-2-2 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension.	21
Tableau I.4	Taux (en % de V ₁) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).	22
Tableau I.5	CEI 61000-3-2 : Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A.	22
Tableau I.6	61000-3-4 : Limitation des émissions de courants harmoniques	23
Tableau I.7	CEI 61000-4-13 : Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils	24
Tableau I.8	Limites de perturbations définies par <i>EN 50160</i>	24
Tableau II.1	Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance	66
Tableau II.2	Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance	67
Tableau III.1	Tensions générées par l'onduleur.	81
Tableau III.2	Paramétrés de simulations du FAPP	91
Tableau III.3	Spécifications techniques de la source et de la charge non linéaire.	100
Tableau III.4	Spécifications techniques du filtre actif Pur. (FAPP)	102
Tableau III.5	Spécifications de carte DS 1104.	105
Tableau III.6	Résumé des THDi pour les deux types de commande.	147
Tableau IV.1	Paramétrés de simulations du FAPH	167
Tableau IV.2	Résumé des THDi pour les deux types de commande.	225

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans un cadre de dépollution des réseaux électriques par les filtres actifs de puissances. Cette pollution est due à l'utilisation croissante des convertisseurs de puissance pour leur efficacité d'avoir diverses formes d'énergie ainsi qu'à la facilité de leur contrôle. Cependant, ces derniers absorbent des courants non sinusoïdaux et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique. Les harmoniques engendrées par ces charges circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voire même engendrer leur destruction. Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter les limites imposées par les normes IEEE 519-1992 et CEI 61000.3-2/4.

Dans un premier temps, le filtre actif parallèle triphasé pur (FAPP) est étudié en simulation, puis validé expérimentalement. Ensuite, le filtre actif parallèle hybride (FAPH) triphasé et l'optimisation de sa commande ont été examinés, afin d'améliorer les performances de filtrage en minimisant la complexité de la commande et en réduisant le niveau de tension du bus continue. Le filtre hybride étudié est constitué d'un filtre actif triphasé à structure tension connecté en série avec un filtre triphasé passif de type LC, accordé sur l'harmonique 7. Des techniques de commande en courant, en tension et en puissance ont été élaborées et analysées en simulations puis validées expérimentalement sur le banc d'essai du laboratoire L.I.A.S (ex-L.A.I.I.) de l'université de Poitiers (France). Une étude comparative a été menée en se basant sur les critères de la simplicité d'implémentation, la stabilité et la robustesse de la commande en régimes statique, dynamique et déséquilibré.

Mots-clés : Pollution harmonique, puissance réactive, filtre actif parallèle pur (FAPP), filtre actif parallèle hybride (FAPH), implémentation temps réel.

Abstract

This thesis deals with harmonic elimination in electrical energy distribution networks using active power filters. This pollution is caused by the increased use of power increasing due to their utility for various forms of energy and ease of control. However, they absorb non-sinusoidal currents and thereby introduce currents and voltages harmonic in electrical distribution network. The presence of harmonic in the system results in several effects including increased heating losses in transformers, motors and lines, low power factor, and poor utilization of distribution wiring and plant. Electric distributors must deliver electric energy to the electricity users at acceptable levels of service quality, which respect the limits imposed by IEEE 519-1992 and IEC 61000.3-2 /4.

At first, the three phase pure active power filter (FAPP) is studied in simulation and then validated experimentally. Then, the three phase hybrid active power filter (FAPH) with its optimized control was examined in order to improve the filtering performance by minimizing the complexity of the control and reducing the DC-bus voltage. The studied hybrid filter consists of a three phase active filter connected directly in series with a three phase LC type passive filter tuned at the 7th harmonic. Techniques in current, voltage, and power control were examined and analyzed in simulation and experimentally validated using the test bench developed at the LIAS (ex-LAII) laboratory of Poitiers University (France). A comparative study was performed based on the criteria of implementation ease's, stability and robustness in transient, steady and unbalanced states.

Key-words: Harmonic Pollution, Reactive power, Pure Shunt Active Power Filter, Hybrid Shunt Active Power Filter, Real time implementation.

ملخص

تندرج هذه الأطروحة في إطار تطهير الشبكات الكهربائية من التلوث بالتوافقيات الناجم عن التناغم المقلق لاستعمال المحولات الغير خطية . تعتبر التصفية الفعالة للطاقة واحدة من بين أنجع الحلول المقترحة للتصدي لهذه المشكلة. من أجل ضمان مستوى مرضي للطاقة الكهربائية عن طريق الحد من أثر الحد من الاضطرابات التوافقية , يطلب من الموزعين وكذا المستهلكين احترام الحدود التي تقرضها المعايير IEEE 519-1992 et CEI 61000.3-2/4.

تضمن مساهمتنا في هذا الميدان، من خلال هذه الرسالة ، في تطوير تقنيات تحكم متطورة بهدف تطبيقها على صنفين اثنين من أنواع المصفي الفعال للطاقة الثلاثي الأطوار : الأول صافي و الثاني هجين .في البداية قمنا بمراجعة أدبة المصافي الفعالة للطاقة مع عرضنا الطرق الأكثر شيوعا في حساب المقادير المرجعية والتحكم الأكثر استعمالا. بعد ذلك تم عرض النتائج الخاصة بالمصفي الفعال للطاقة الصافي (FAPP) المتحصل عليها عن طريق المحكاة و القياسات العملية . أما المرحلة الأخيرة فقد خصصت لدراسة و عرض النتائج الخاصة بالمصفي الفعال للطاقة الهجين الثلاثي الأطوار (FAPH) ذو تقنيات تحكم مثالية و غير معقدة من أجل تحسين نوعية التصفية عن طريق تقليص المستوى الطاقوي للمصفي الفعال . صحبت هذه التطبيقات بمناقشات و مقارنات على أساس معايير سهولة التنفيذ , إستقرار و صلابة تقنيات التحكم المطبقة وذلك خلال النظم الثابتة ، الدينامية و الغير متوازنة.

كلمات رئيسية: التلوث بالتوافقيات، الطاقة التفاعلية، المصفي الفعال للطاقة الصافي (FAPP)، المصفي الفعال للطاقة الهجين (FAPH) ، تنفيذ أي.