

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Réf :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat en sciences

Spécialité (Option) : Electrotechnique

Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle

Présentée par :

GHADBANE Ismail

Soutenue publiquement le 05/05/2016

Devant le jury composé de :

Mr BETKA Achour	Professeur	Président	Université de Biskra
Mr BENCHOUIA M. Toufik	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Mr Bara Kamel	Professeur	Examineur	Université d'Oum-El Bouaghi
Mr Nait Saïd Mohamed Saïd	Professeur	Examineur	Université de Batna
Mr Boualaga Rabhi	M.C.A	Examineur	Université de Biskra
Mr Bendaas Med. Lokmane	Professeur	Examineur	Université de Batna

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire d'électrotechnique (LGEB) de l'université de BISKRA.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à :

Monsieur. M. T BENCHOUIA , Maitre conférences à l'université de BISKRA , pour m'avoir encadré et soutenu durant le travail de cette thèse . Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.

Monsieur A .BETKA Professeur de l'université de BISKRA a accepté la présidence de mon jury de cette thèse.

Monsieur Bara Kamel Professeur de l'université **d'Oum-El Bouaghi**, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur .

Monsieur NAIT SAÏD MOHAMED SAÏD Professeur de l'université de BATNA pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Monsieur A. BOUALAGA maitre de conférences de l'université de BISKRA de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur .

Monsieur BENDAAS MED. LOKMANE Professeur de l'université de BATNA pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je souhaite remercier également mes collègues de l'université de Bldia1,M'sila et Biskra, chacun avec son nom, pour leurs encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

SOMMAIRE

Introduction générale	7
-----------------------------	---

Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques

I.1 Introduction	10
I.2 Les Perturbations Harmoniques.....	10
I.2.1 Sources des harmoniques et leurs effets.....	10
I.3 Caractéristique de la pollution harmonique	11
I.3.1 Le taux harmonique de rang h :	11
I.3.2 Le taux global de distorsion harmonique :	11
I.3.2.1 Les Normes Imposées Sur Le THD	11
I.3.3 Le facteur de puissance :	12
I.4 Déséquilibre du courant et de la tension	13
I.4.1 Les fluctuations rapides de la tension « le flicker » :	14
I.4.2 Creux de tension	14
I.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques	15
I.5.1 Solutions traditionnelles	15
I.5.2 Dépollution des tensions perturbatrices	16
I.6 Solutions modernes.....	17
I.6.1 Le Filtre Actif Parallèle (F.A.P)	17
I.6.2 Le Filtre Actif Série (F.A.S).....	19
I.6.3 La combinaison parallèle-série actifs (UPQC).....	20
I.6.4 Combinaison hybride active et passive	20
I.6.4.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles :	20
I.6.4.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :	21
I.6.4.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	21
I.7 Conclusion.....	22

Chapitre II : Commande linéaire du filtre actif parallèle

II.1 Introduction :	23
II.2 Filtre actif parallèle.....	23
II.3 Identification des courants harmoniques	24
II.3.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées	25
II.3.2 Méthode du référentiel synchrone.....	29
II.4 Filtre actif parallèle à structure tension	30
II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	32
II.4.2 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé.....	33
II.4.3 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park).....	33
II.4.4 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire	34
II.4.5 Système de stockage d'énergie.....	34
II.4.6 Filtre de couplage	36
II.5 Commande de l'onduleur.....	37
II.5.1 Commande par hystérésis	37
II.5.2. Commande par MLI sinusoïdale	38
II.5.3 Commande par MLI vectorielle	39
II.6 Commande du filtre actif parallèle.....	40
II.6.1 Méthode directe	41
II.6.2 Méthode indirecte.....	41

II.7. Etude de la Commande en courant.....	42
II.7.1. Méthode de commande directe basée sur la méthode de puissance instantanée :.....	42
II.7.2 Commande en tension.....	47
II.8 Commande direct par l'utilisation de la méthode référentielle synchrone :.....	53
II.8.1 Commande directe dans le repère triphasé :.....	53
II.8.2 Commande directe dans le repère synchrone.....	55
II.9. Etude de la Commande en puissance (DPC):	59
II.10. Présentation du matériel expérimental.....	65
II.10.1 Description de la Carte dSPACE :.....	66
II.11. Le Filtre actif à structure tension.....	70
II.12. La carte analogique à hystérésis.....	71
II.13. Les étapes d'implémentation dans la carte dSPACE.....	72
II.14. Résultats expérimentaux	72
II.15. Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif	72
II.18 Conclusion	87

Chapitre III : Commande par backstepping du filtre actif parallèle

III.1 Introduction :.....	88
III.1.1 Principe de la commande par Backstepping.....	88
III.2 Commande par backstepping d'un filtre actif parallèle	92
III.2.1 Commande direct cascadée backstepping – hystérésis dans le repère triphasé.....	92
III.2.2 Boucle de contrôle de la tension	92
III.2.3 Résultats de simulation.....	93
III.2.4. Interprétations des résultats.....	95
III.3 Commande directe cascadée Backstepping – PI dans le repère triphasé.....	96
III.3.1.1 Résultats de simulation	96
III.3.1.2 Interprétations des résultats.....	97
III.4 Validation expérimental de la commande backstepping :.....	98
III.5 Résultats expérimentaux :.....	98
III.6 Conclusion	103

Chapitre IV: Commande par logique floue adaptative du filtre actif parallèle

IV.1. Introduction	104
IV.2. Ensemble ordinaire et ensemble flou.....	104
IV.2.1 Différentes formes de fonction d'appartenance.....	105
IV.2.2 La formulation mathématique des fonctions d'appartenance.....	106
IV.2.3 Opérations sur les sous-ensembles flous	108
IV.3 Raisonnement en logique floue	108
IV.4 Structure générale d'un système floue.....	110
IV.4.1 Régulateur floue.....	110
IV.4.2 Fuzzification des entrées	111
IV.5 Base des règles et inférence floue.....	112
IV.5.1 Défuzzification.....	112
IV.5.1.1 Méthode du centre de gravité.....	113
IV.5.1.2 Méthode de moyenne de maximum	114
IV.5.1.3. Méthode de moyenne pondérée (sugeno).....	114
IV.6 Commande directe par logique floue à gain adaptatif d'un filtre actif parallèle.....	115
IV.6.1 Commande direct dans le repère triphasé.....	115
IV.6.1.1 synthèse du régulateur floue à gain adaptatif.....	115

IV.6.1.2 Matrice d'inférence	116
IV.6.1.3 Description du régulateur flou à gain de commande adaptatif	118
IV.6.1.4 Résultats de simulation	120
IV.6.1.5 Interprétations des résultats.....	123
IV.6.2 Commande direct cascadiée logique floue adaptative - PI dans le repère triphasé	124
IV.6.2.1 Résultats de simulation.....	124
IV.6.2.2 Interprétations des résultats.....	125
IV.7 Validation expérimental de la commande floue à gain adaptatif :	126
IV .8 Etude comparative :	131
IV .8.1.Influence des paramètres sur le THD par différent technique de commande :.....	131
IV .8.2.Variation de l'inductance de découplage.....	131
IV .8.3 Variation de la largeur de bande d'hystérésis	132
IV .8.4 Variation de la valeur du condensateur	133
IV.9 Conclusion :	134
Conclusion générale.....	135

Glossaire

PLL:(En anglais: Phase locked loop).

THD:(En anglais: Total harmonic distorsion).

IGBT:(En anglais: Insolated gate bipolar transistor).

GTO:(En anglais: Gate turn off thyristor).

PWM:(En anglais: pulse width modulation).

SVPWM: (En anglais: Space vecteur pulse width modulation).

MLI:Modulation de largeurs d'impulsions.

UPQC: (En anglais : Unified power quality conditionner).

F.P.B: Filtre passe-bas.

FMV:Filtre multi-variable.

TCD:Transformation de *Concordia* directe.

F A P:Filtre actif parallèle.

F A S:Filtre actif série.

F.P : Facteur de puissance.

PI: Régulateur proportionnel intégral.

V_s : tension de la source

V_f : tension imposée par l'onduleur

V_{dc} : tension aux bornes du condensateur de l'onduleur

THD : Taux de Distorsion Harmonique

i_s : courant de la source

i_l : courant de la charge

i_f : courant injecté par le filtre

Introduction générale

De plus en plus l'expansion de l'emploi dans l'industrie des récepteurs électriques, sont des charges déformantes (non linéaires) à base de l'électronique de puissance dans diverses applications, comme la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées la traction électrique, la compensation des harmoniques, etc. Ils absorbent des courants non sinusoïdaux et ceux-ci, compte tenu des impédances des circuits, déforment l'onde sinusoïdale de courant et tension, c'est la perturbation harmonique des réseaux. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels, telles que les redresseurs, les gradateurs et domestique comme le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents.

Les harmoniques générées par les charges non linéaires circulent dans les réseaux électriques 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 à des effets néfastes peuvent apparaître instantanément ou se produire en différé, 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 peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques ou bien encore à l'arrêt soudain de machines tournantes.

Les limites proposées ont été établies par les normes de la commission internationale d'électrotechnique IEC61000, et par les recommandations IEEE Std. 519-1992 [1][2][7]

Pour faire face au phénomène des perturbations harmoniques, plusieurs solutions ont été proposées. Les efforts de la recherche contemporaine dans ce secteur ont largement contribué dans le développement des solutions et topologies sont basées sur des redresseurs à diodes monophasés et triphasés à structures spéciales, des redresseurs à MLI, des filtres passifs et des filtres actifs.

Les méthodes traditionnelles de réduction des harmoniques impliquent l'utilisation des filtres passifs constituent une solution possible et usuelle, plus particulièrement les filtres passifs LC sont exploités comme des piègeurs des courants harmoniques, calculés en concordance avec les rangs d'harmonique à filtrer Ils peuvent également être utilisés pour compenser la puissance réactive. Cependant, ces dispositifs ont montré leurs limites et inconvénients comme : 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 [4][7].

Dans ce contexte et afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie et la croissance importante de la pollution harmonique et d'éviter les inconvénients des filtres passifs a conduit à l'émergence de nouvelles structures dites les filtres actifs.

Plusieurs topologies des filtres actifs ont été proposées dans la littérature, une première solution consiste à connecter le filtre actif en parallèle avec le système polluant, le principe du filtre actif parallèle consiste à générer des courants harmoniques en opposition de phase à ceux existants sur le réseau. Le courant absorbé par les charges polluantes est non-sinusoïdal, alors que le courant généré par le filtre actif parallèle est tel que le courant du réseau soit sinusoïdal, 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[1],[3],[4].

D'autre part, une amélioration notable dans 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.

Dans le cadre de cette problématique de recherche, cette thèse de doctorat a été initiée au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB) en vue d'optimiser les performances de contrôle des filtres actifs parallèles tout en tenant compte de l'ensemble des contraintes et limitations matérielles inhérentes à leurs structures. L'objectif des travaux présentés ici concerne tant l'étude des harmoniques (identification et filtrage) que la commande de l'onduleur. Ces deux points seront abordés par une étude théorique puis par une étape de simulation, elle-même suivie de validations expérimentales.

Cette thèse comporte quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons 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 étudierons la topologie de filtre actif parallèle à structure tension et sa stratégie de commande. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et commentés. Trois contrôleurs de courant sont également étudiés : MLI,MLI vectorielle

,hystérésis classique . Ensuite, nous présenterons quelques méthodes existantes pour l'identification des composantes harmoniques du courant pollué. Une nouvelle commande utilisant un filtre hautement sélectif, appelé filtre multi variable (FMV), au lieu des filtres d'extractions classiques de types passe-haut ou passe-bas. la validation expérimentale des résultats de simulation obtenus. Un banc expérimental a été mis en œuvre. Il est constitué d'un filtre actif parallèle à IGBTs, d'une charge non linéaire débitant dans une charge RL, d'un système de prototypage numérique dSPACE (carte de développement DS1104) pour générer les références des courants harmoniques et d'une carte analogique pour réaliser le contrôle des courants harmoniques par hystérésis.

Dans le troisième chapitre, nous étudierons la méthode de commande par backstepping et l'application de cette méthode de commande sur le filtre actif parallèle. Les résultats de simulation et expérimental obtenus seront illustrés.

Le quatrième chapitre concernera l'étude de la méthode de commande par logique floue adaptative, Les résultats de simulation et expérimental obtenus seront illustrés.

I.1 Introduction

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie. En effet, ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive. Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elles ont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquence différente de celle du fondamental [12]

Depuis quelques années, les convertisseurs électroniques se sont massivement imposés dans le domaine des fortes puissances nécessitant une transformation de l'énergie électrique, ceci grâce à une fiabilité et à des performances accrues par rapport aux convertisseurs électromécaniques [14].

Dans ce chapitre, nous allons présenter la source des harmoniques, l'influence du raccordement des convertisseurs statiques sur les réseaux électriques et leurs environnements et enfin les normes. Ensuite, nous présentons les solutions classiquement mises en œuvre pour dépolluer les réseaux électriques.

I.2 Les Perturbations Harmoniques

I.2.1 Sources des harmoniques et leurs effets

L'utilisation des équipements électriques comportant des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique. Ils ont contribué à la détérioration de la qualité du courant et de la tension des réseaux de distribution.

Les principales sources à l'origine des harmoniques sont les appareils d'éclairage fluorescent, les appareillages informatiques, les appareils domestiques (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre), les arcs électriques et tous les convertisseurs statiques raccordés aux réseaux tels que les redresseurs et les onduleurs. Tous ces systèmes contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés.

En effet, ces systèmes absorbent des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers ou non entiers de la fréquence fondamentale.

- La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution, comme par exemple
- L'échauffement des conducteurs, des câbles, des condensateurs et des machines dû aux pertes cuivre et fer supplémentaires.
- Le dysfonctionnement de certains équipements électriques comme les dispositifs de commande et de régulation. En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.
- Des phénomènes de résonance. Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées, mais celles peuvent coïncider avec la fréquence d'un harmonique. Dans ce cas, il y aura une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau.
- La dégradation de la précision des appareils de mesure. [10],[11].

I.3 Caractéristique de la pollution harmonique

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

I.3.1 Le taux harmonique de rang h :

$$S_h = C_h / C_1 \quad (\text{I.1})$$

Où C_h représente la composante harmonique de rang h et C_1 représente la composante fondamentale.

I.3.2 Le taux global de distorsion harmonique :

$$THD = \sqrt{\sum_2^{\infty} \frac{C_h^2}{C_1^2}} \quad (\text{I.2})$$

I.3.2.1 Les Normes Imposées Sur Le THD

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) définies [1][10] :

- au niveau international par la CEI,

- au niveau européen par le CENELEC,
- au niveau français, par l'UTE et le CEF,

En effet, ces normes ont été établies par des groupes d'experts internationaux, qui représentent les constructeurs, les utilisateurs de matériels, ainsi que par des représentants de laboratoires d'essais, des consultants et des universitaires spécialistes du domaine considéré. Afin de faciliter la connaissance des normes pour chaque domaine, les normes CEI qui couvrent tous les domaines de l'électrotechnique sont numérotées et référencées comme par exemple CEI 61000 sur la compatibilité électromagnétique et CEI 60063 qui définit les séries de valeurs normalisées pour les résistances et self condensateurs,...etc. Les normes internationales publiées par la CEI dans les domaines de l'électricité et de l'électronique ont pour objectifs de :

- faciliter les échanges dans le monde en supprimant les barrières techniques,
- assurer la qualité des produits,
- garantir l'interopérabilité des produits et des systèmes,
- contribuer à la sécurité lors de l'utilisation des produits,
- contribuer à la protection de l'environnement et à la qualité de vie.

Au niveau international (CEI), les normes CEI 61000 publiées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) sont divisées en plusieurs parties, conformément à la structure suivante :

- 1- Généralités,
- 2- Environnement,
- 3- Limites,
- 4- Techniques d'essais et de mesures,
- 5- Guide d'installation et d'atténuation,
- 6- Normes génériques.

I. 3.3 Le facteur de puissance :

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominal. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (I. 3), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (1.1).

$$D = 3 \cdot V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (\text{I.3})$$

Le facteur de puissance (*F.P.*) devient :

$$F.P. = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos \gamma \quad (\text{I.4})$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

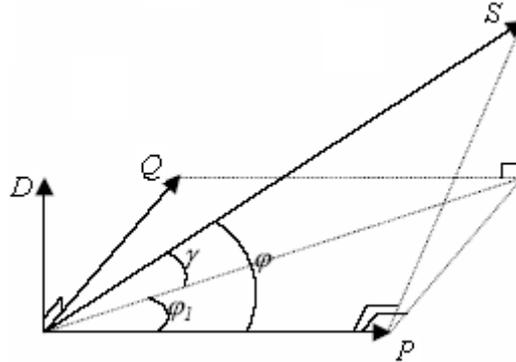


Figure (I.1) : diagramme vectorielle du facteur de puissance

φ_1 : Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente.

γ : Le déphasage entre la puissance active dans le cas d'un système équilibré linéaire S_l et la puissance apparente dans le cas déséquilibré non linéaire S .

φ : Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S

I.4 Déséquilibre du courant et de la tension

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

Il est plus intéressant d'aborder le problème du déséquilibre par type d'équipement. Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés [05] :

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

Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de

composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande.

La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine.

Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie.

I.4.1 Les fluctuations rapides de la tension « le flicker » :

Elles sont définies par des amplitudes inférieures à 10% de la tension nominale et par la durée séparant deux variations successives inférieures à une heure et peuvent être aléatoires ou périodiques [1].

Ces perturbations sont générées par deux types d'équipement :

- les fours à arcs qui produisent des variations erratiques permanentes de tension, dont le contenu spectral est situé dans la bande 0.5 à 25 Hz
- Les machines à souder qui provoquent des variations souvent plus périodique, à des intervalles de temps de quelques secondes.

Du fait de leur faible amplitude, ces fluctuations n'ont pas d'effet sur le fonctionnement des équipements électriques. Leurs conséquences est plutôt d'ordres physiologique : il s'agit de la perception par l'œil des fluctuations de luminosité des appareils d'éclairage, liées aux fluctuations de tension.

I.4.2 Creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de la tension de fourniture U_f . Cette diminution, située entre 90% et 10% de la tension nominale U_n , est suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. Un creux de tension peut durer de 10 ms à 3 mn.

La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. Il y a deux types de phénomène à l'origine des creux de tension :

- ceux provenant du fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou de la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteurs ... etc.),
- ceux liés aux phénomènes aléatoires, comme la foudre ou tous les courts-circuits accidentels sur les réseaux de distribution, ou les réseaux internes des clients (défaut d'isolation, blessure de câble, projection de branches sur les lignes aériennes).

Les creux de tension sont caractérisés par leur amplitude et par leur durée. Ils sont monophasés, biphasés ou triphasés suivant le nombre de phases concernées.

Les creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

I .5 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Deux types de solutions sont envisageables. La première consiste à utiliser des convertisseurs statiques moins ou peu polluants, tandis que la seconde consiste en la mise en œuvre d'un filtrage des composantes harmoniques. La première classe de solutions s'intéresse à la conception tandis que la seconde consiste à compenser les courants ou les tensions harmoniques [9]. Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.5.1 Solutions traditionnelles

Il s'agit notamment de mettre en œuvre les moyens suivants :

- 1- Stat compensateur : il s'agit d'une méthode de compensation utilisée pour relever le facteur de puissance,
- 2- Filtre passif : le plus ancien pour le traitement des harmoniques de courant. Il consiste à piéger les courants harmoniques pour empêcher qu'ils ne se propagent dans le reste du réseau.

a- Filtre passif parallèle

On place en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible accordée à la fréquence de l'harmonique à piéger.

On a alors cette structure :

$$Z_{\text{eq}} = \frac{1 - jLC\omega^2}{jC\omega}$$

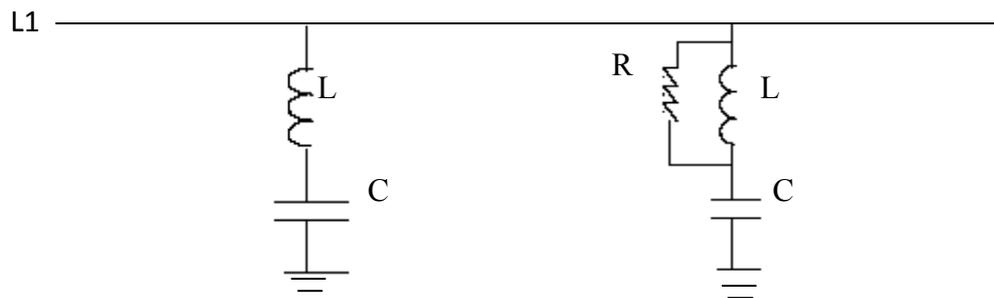


Figure (I.2.a) Filtre passif parallèle

Figure (I.2.b) Filtre passe haut

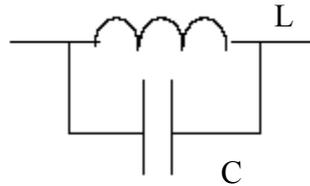
On peut également mettre en filtre passe-haut pour les harmoniques supérieur a h 11 ce qui aura pour effet de diminuer le nombre de filtres.

En jouant sur la valeur de R on rend le filtre plus ou moins sélectif.

b- Filtre passif série :

Le principe de ce filtre est le même que le précédent mais au lieu de piéger les harmoniques on les empêche de remonter à la source.

Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon.



Figure(I.3) filtre bouchon

$$Z_{\text{eq}} = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2}$$

Où, on peut empêcher les harmoniques de passer pour $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

c- Inconvénients des filtres passifs

c.1 antirésonance

Ajouter un tel filtre à pour effet de modifier l'impédance de court-circuit du réseau. Cette impédance devient alors :

$$Z_{\text{rés}} = \frac{jL_s\omega (1 - LC\omega^2)}{1 - (L + L_s)C\omega^2} \quad L_s \text{ inductance de ligne}$$

On peut alors constater qu'il existe une pulsation pour laquelle l'amplitude sera très amplifiée. De plus pour chaque filtre ajouté on crée une nouvelle pulsation d'antirésonance.

c.2 Vieillessement

Ces filtres avec le temps, la corrosion, voient leur pulsation variée, ainsi ils n'assurent plus leurs fonctions de filtrage calibré sur un harmonique particulier.

I.5.2 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 le réseau électrique 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. [9],[12]

I.6 Solutions modernes

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomènes de résonance). Parmi toutes les solutions modernes, on trouve deux types de structures classiquement utilisées :

- Le filtre actif (série, parallèle ou bien encore associant les deux)
- Le filtre actif hybride

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal. Le filtre actif est connecté au réseau soit en série (F.A.S), soit en parallèle (FAP) suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques, soit associé à des filtres passifs. Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques, différentes topologies de filtres actifs usuels sont présentées.

I.6.1 Le Filtre Actif Parallèle (F.A.P)

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (4), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du (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.

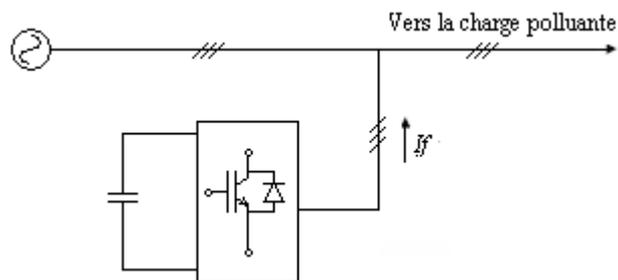


Figure (I. 4) : Filtre actif parallèle

Les premiers principes de fonctionnement des *filtres actifs parallèles* ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970. En 1976, une première famille de FAP a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI. 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 FAP à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique [12][13].

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.

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 FAP. 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. Ces premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de FAP ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant.

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.

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.

I.6.2 Le Filtre Actif Série (F.A.S)

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme le montre la figure (I.5), comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale.

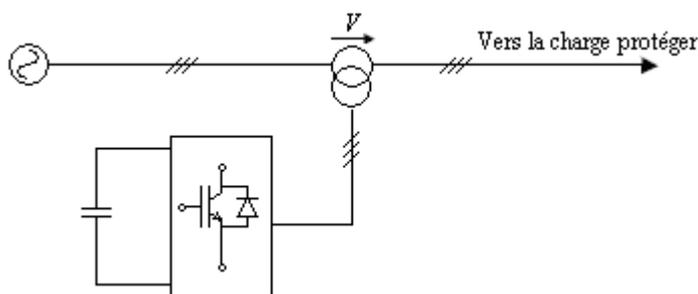


Figure (I.5) Structure d'un Filtre actif série

Le F.A.S 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.

En 1976, une famille de FAS avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI a été présentée. Un compensateur statique pour le rééquilibrage de la tension du réseau électrique a été proposé en 1985. 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.

En 1990, un compensateur de tension à base d'onduleur de tension triphasé a été proposé pour compenser le déséquilibre de tension de réseau électrique. Depuis, beaucoup de travaux ont été consacrés à l'amélioration de la qualité de compensation du déséquilibre de la tension du réseau. D'autres articles ont introduit le problème des creux de tension et la solution de compensation par le compensateur actif série [12].

I.6.3 La 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 Figure(1.6) 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.

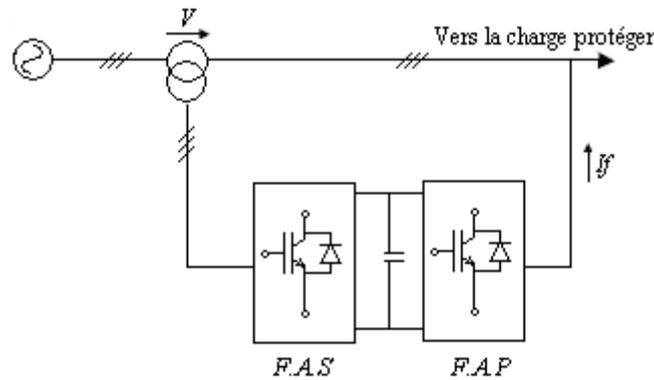


Figure (I.6) combinaison parallèle série actifs (UPQC)

I.6.4 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. Plusieurs configurations 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.6.4.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles :

Le rôle du *FAS* 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.7)

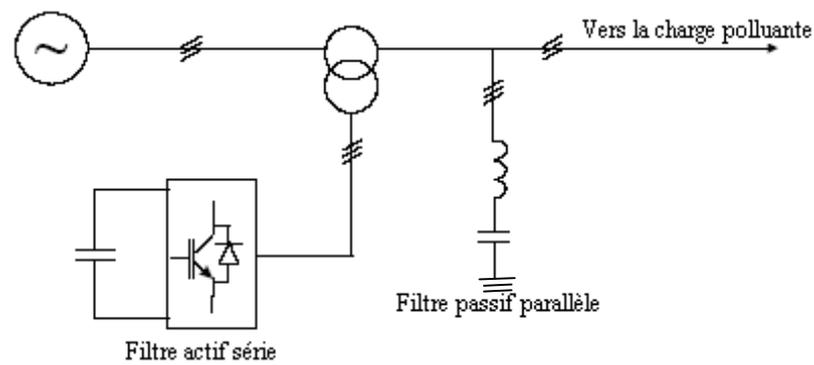


Figure (I.7) Filtre actif série est filtre passif parallèle

I.6.4.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (I.8) est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du FAS car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le FAS est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

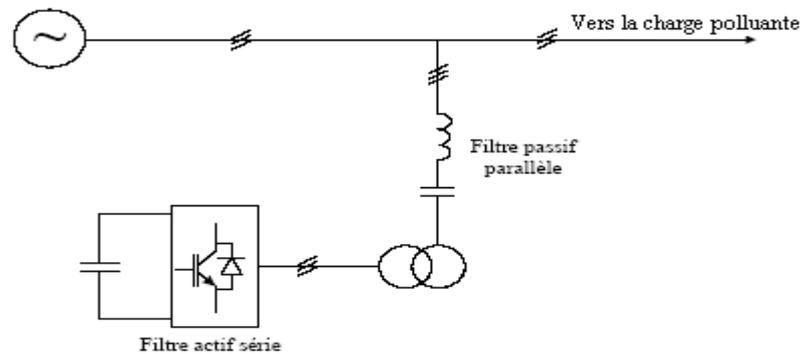


Figure (I.8) : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

I.6.4.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en figure (I.9), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le (F A P). Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cyclo-convertisseur de forte puissance [12].

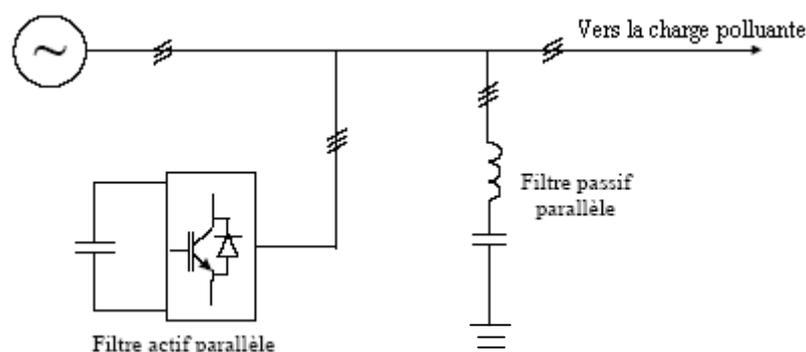


Figure (I.9) : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

I.7 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'harmonique.

Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème ; les technologies mises en œuvre, telles que les filtres passifs, sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes

En ce qui concerne les solutions modernes, nous avons présenté les deux topologies utilisées, le filtre actif et le filtre 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.

II.1 Introduction :

Depuis quelques décennies, le filtrage actif fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques. La figure (II.1) rappelle la structure générale d'un filtre actif. Ce filtre peut être décomposé en deux parties : la partie puissance et la partie commande.

La première 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.

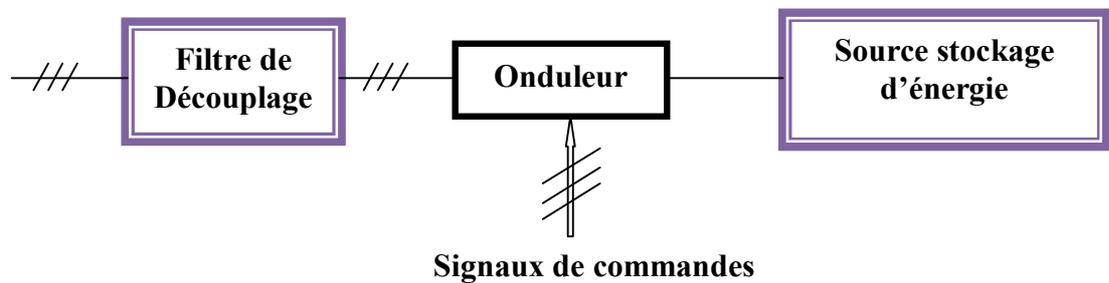


Figure (II.1) : Filtre actif

II.2 Filtre actif parallèle

Dans cette section, nous allons d'abord brièvement présenter les grandes parties de FAP. La figure (II.2) montre le synoptique de filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci, à fin de rendre le courant du réseau électrique à la forme sinusoïdale figure (II. 3). Il empêche 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. La figure (II.1) représente la structure générale du filtre actif triphasé de puissance, laquelle se présente sous forme de deux blocs : la partie puissance et la partie contrôle commande.

La partie puissance est constituée :

- 1- 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 antiparallèles ;
- 2- d'un circuit de stockage d'énergie,
- 3- d'un filtre de sortie

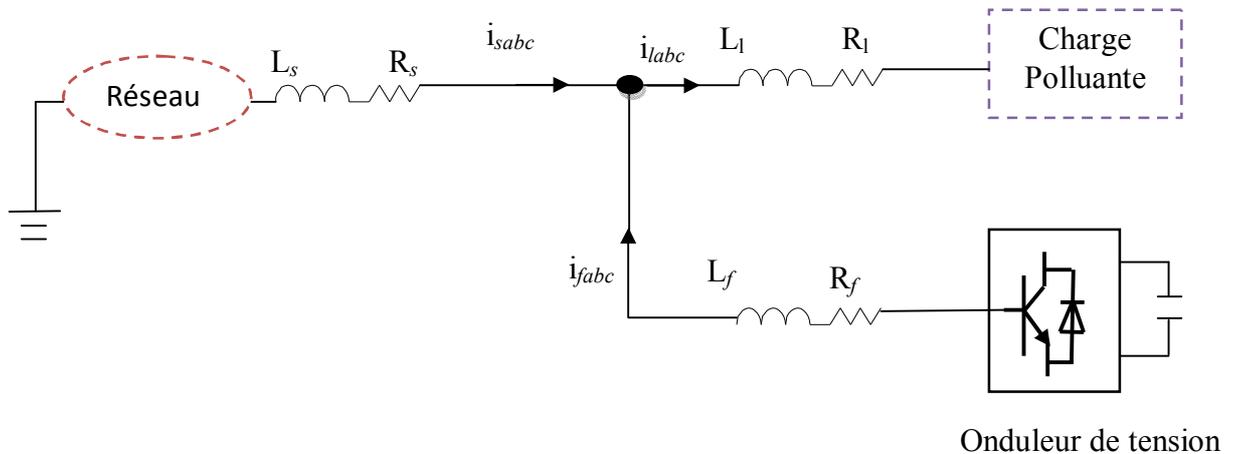


Figure (II.2) : Filtre actif parallèle

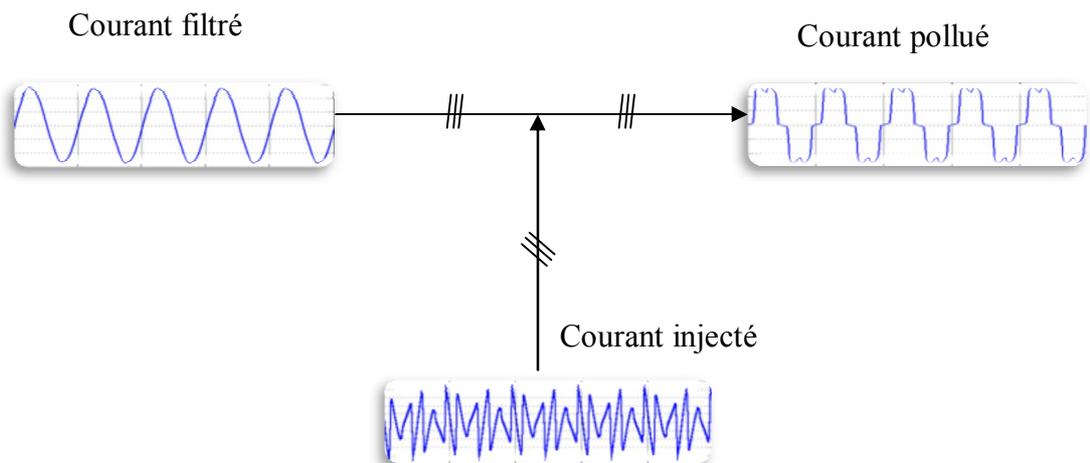


Figure (II. 3) : Courant pollué, courant injecté et courant filtré

II.3 Identification des courants harmoniques

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés depuis la mise en place des premiers filtres actifs génération de signaux de référence afin de générer les signaux

de référence servant à la commande du filtre actif, nous avons opté pour les algorithmes de commande suivants :

- Puissances instantanées
- Référentiel synchrone

II.3.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées

Cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique avec ou sans composantes homopolaires. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire [13],[18]

Dans cet algorithme de contrôle (figure II.4), les mesures des tensions et des courants exprimés sous forme triphasée ($a-b-c$) sont converties en système biphasé ($\alpha-\beta$) équivalent à l'aide de la transformée de Concordia qui laisse la puissance invariante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.3})$$

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

$$P(t) = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} \quad (\text{II.4})$$

On peut écrire dans le repère stationnaire par :

$$P(t) = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} \quad (\text{II.5})$$

De la même manière la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb}) i_{ic} + (v_{sb} - v_{sc}) i_{la} + (v_{sc} - v_{sa}) i_{lb}] = v_{s\alpha} i_{l\beta} - v_{s\beta} i_{l\alpha} \quad (\text{II.6})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de

tension c'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le *Volt-Ampère Imaginaire (VAI)*. [1][18]

A partir des relations (II.5) et (II.6), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p_l \\ q_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{cases} P_l = \bar{P} + \tilde{P} \\ q_l = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

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.

En inversant la relation (II.7), nous pouvons recalculer les courants dans le repère $\alpha \beta$ comme le montre l'équation

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_l \\ q_l \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

En considérant les équations (II.8) et (II.9), nous pouvons séparer le courant dans le repère en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci

conduit à:

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courants actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_l \\ \tilde{q}_l \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec } \Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$$

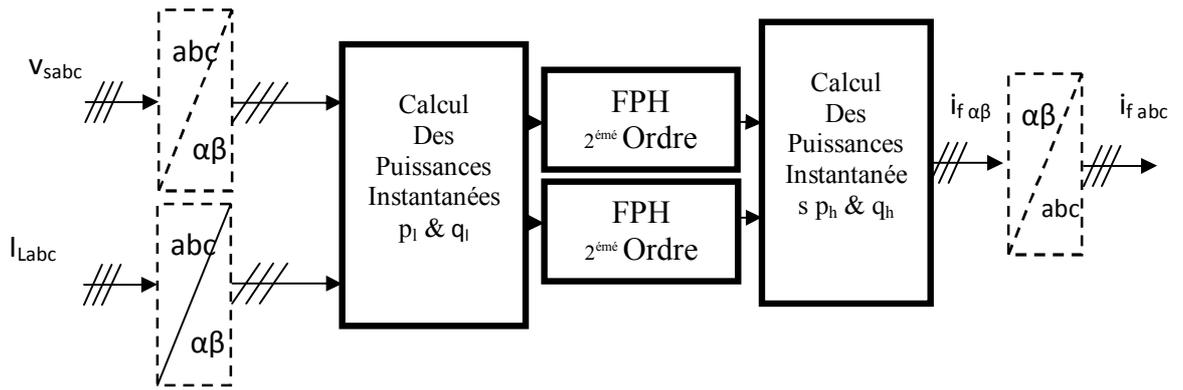


Figure (II.4). Détermination des courants de référence par la méthode des puissances instantanées

Les deux types de filtre d'extraction sont présentés à la figure suivante :



Figure(II.5 a) : Filtre passe haut

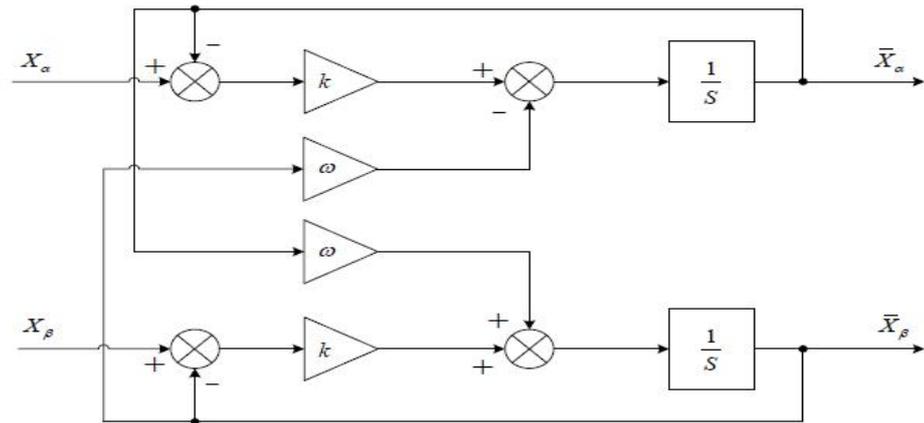
(II.5b) : Filtre passe bas

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. Ils n'ont pas donné entière satisfaction car :

- Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général, la fréquence de coupure est choisie assez basse, entre 5 Hz et 35 Hz, ce qui engendré alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de variations rapides de la charge.

- Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre Multi Variable (FMV) a été développé , Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok [1],[17],[22] , est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes α - β comme cela est présenté à la figure (II.6)



Figure(II.6) : Principe du FMV.

Selon les axes α - β , les expressions liant les composantes $\hat{x}_{\alpha\beta}$ en sortie du FMV aux composantes d'entrée $x_{\alpha\beta}$ sont les suivantes :

$$\begin{aligned}\hat{x}_a &= \left(\frac{K}{s} [x_a(s) - \hat{x}_a(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\beta(s) \right) \\ \hat{x}_\beta &= \left(\frac{K}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\alpha(s) \right)\end{aligned}\quad (\text{II.11})$$

où sont représentés par :

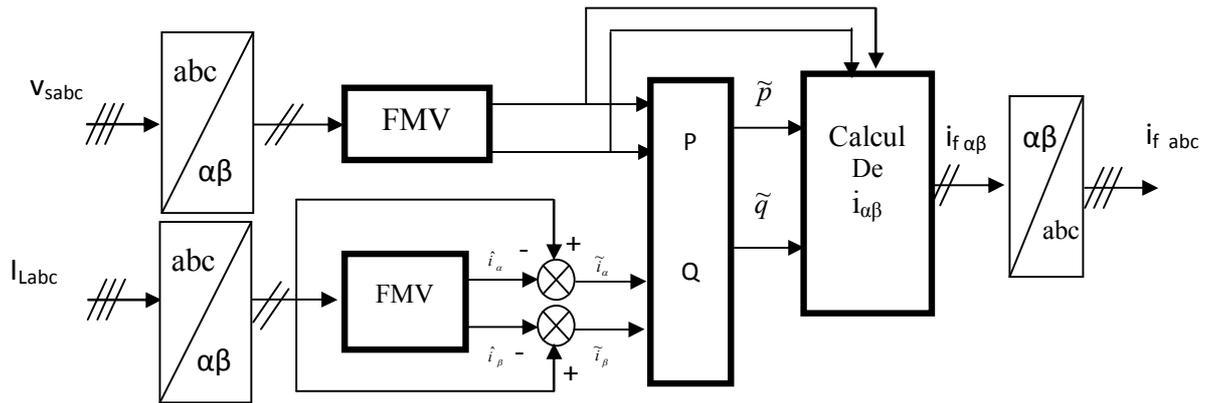
$x_{\alpha\beta}$: le signal électrique d'entrée selon les axes α - β , de nature tension ou courant

$\hat{x}_{\alpha\beta}$: les composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$

K : constante à fixer

$\omega_c = 2\pi f$: pulsation fondamentale du réseau

Ce filtre FMV sera systématiquement mis en œuvre dans toutes les commandes étudiées tout au long de ce travail. Présente le schéma (II .7) modifié de l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanées en employant des FMVs



Figure(II.7) Détermination des courants de référence à l'aide de FMV

II.3.2 Méthode du référentiel synchrone

Dans la méthode du repère synchrone, appelée aussi méthode des courants instantanés d et q , les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone afin d'extraire la composante harmonique. Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée. La figure (II.8) représente le schéma de principe de cette méthode. La transformation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où θ qui représente la position angulaire du repère tournant est une fonction linéaire de la pulsation angulaire. Ce repère de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées [18]. La référence harmonique sera extraite des courants dans le repère stationnaire à l'aide d'un FMV. Les courants sur les axes d et q peuvent être décomposés en deux composantes comme suit :

$$\begin{cases} i_{ld} = \overline{i_{ld}} + \tilde{i}_{ld} \\ i_{lq} = \overline{i_{lq}} + \tilde{i}_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En l'absence du neutre, seule les composantes alternatives seront présentées à la sortie du système filtre-soustracteur. En plus, en insérant ce système-là uniquement 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 deviennent alors :

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Utilisons la transformation inverse de *Park*, les références dans le repère triphasé seront :

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Cette méthode est sensible aux variations de la fréquence, Ce qui signifie le besoin d'une boucle de verrouillage de phase (PLL). La méthode montre des meilleures performances dans des conditions imparfaites du système de tensions [3]. Une autre méthode également utilisée pour déterminer l'angle θ repose sur la transformation de Concordia. Après la transformation des courants de la charge polluante dans le repère stationnaire, ces derniers sont définis dans le repère synchrone par :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

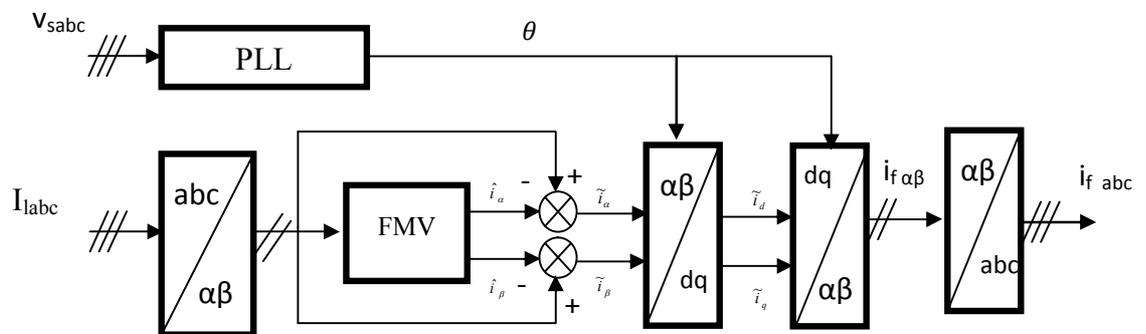


Figure (II.8) : Extraction des harmoniques par méthode de référentiel synchrone

II.4 Filtre actif parallèle à structure tension

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Les deux grands domaines d'application classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable [10], la forte évolution des onduleurs de tension s'est appuyée, d'une part, sur le développement des composants semi conducteurs contrôlables, puissants, robustes, rapides, et d'autre part sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion. Dans les applications

de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, de fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmonique nettement inférieur. La figure (II.9) présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un interrupteur (GTO ou IGBT) et d'une diode en antiparallèle qui assure la circulation du courant de roue libre. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension V_{dc} , la tension à ses bornes, V_{dc} est maintenue à une valeur quasi constante. La fluctuation de cette tension doit être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite de tension des semi-conducteurs, et d'autre part, pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f), employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Dans ce cas, le pont onduleur est l'interface entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu [09]. La figure (II.10) représente le schéma équivalent par phase d'un filtre actif connecté au réseau électrique.

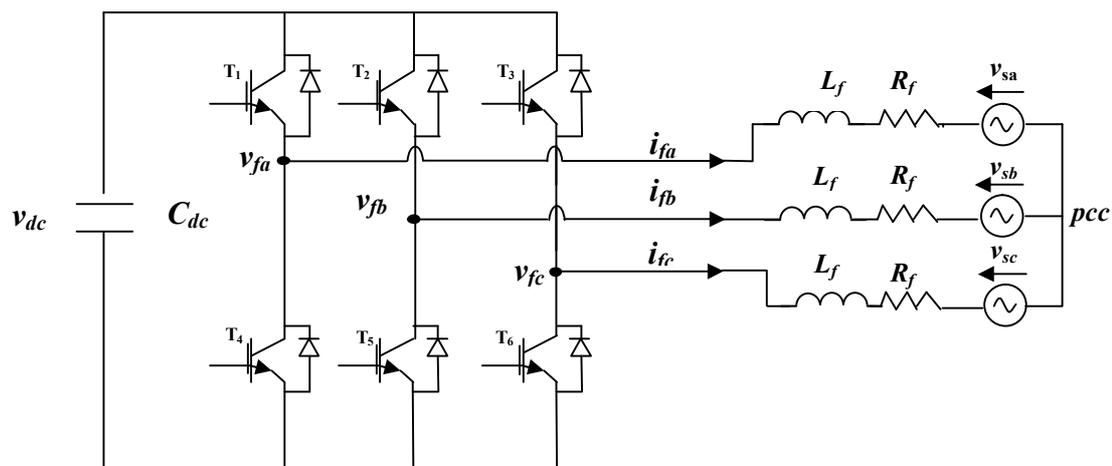


Figure (II.9) : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

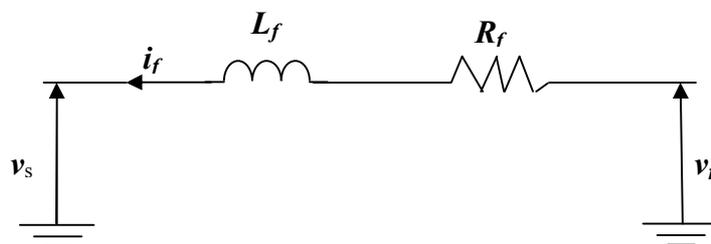


Figure (II.10) : Schéma de liaison entre l'onduleur de tension et le réseau

II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

Le schéma de l'onduleur montré dans la figure (II.9), représente un onduleur que l'on appelle à deux niveaux, la sortie de cet onduleur peut prendre deux niveaux de tension ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$) dépendante de la tension de la source continue et des impulsions de commande des interrupteurs. En pratique, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure (II.9) dépendent de l'état des signaux de commande ($S_a S_b S_c$), comme défini ci-dessous [6] :

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

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

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

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} \\ V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn} \\ V_{CA} = V_{Cn} - V_{An} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On peut trouver les tensions simples de l'onduleur en fonction de celles composées :

$$v_{An} = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \quad (\text{II.16})$$

$$v_{Bn} = \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3}$$

$$v_{Cn} = \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3}$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de la tension de sortie du compensateur statique V_f (référées au neutre n de la source) comme il est indiqué dans le Tableau (II.1)

II.4.2 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé

L'équation de tension par phase du filtre actif parallèle triphasé illustré par la figure (II.9) est donnée par :

$$v_{sk} = v_{fk} - v_{Lfk} - v_{Rfk} = v_{fk} - L_f \frac{di_{fk}}{dt} - R_f i_{fk} \quad k = a, b, c \quad (\text{II.17})$$

Alors, les équations des trois phases sont données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Et pour le côté continu :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad (\text{II.19})$$

Le système d'équation définissant le filtre actif dans le repère triphasé est donnée par :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.4.3 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park)

Appliquons la transformée de *Park* sur le système (II.20), nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone *dq* comme suit:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} + L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Avec

$$\begin{aligned} S_d &= S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q &= -S_\alpha \sin \omega t + S_\beta \cos \omega t \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c) \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

II.4.4 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire

A partir du modèle du filtre actif dans le repère triphasé, et en appliquant la transformée de Concordia directe sur ce modèle, le modèle de l'onduleur dans le repère stationnaire est donné par :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} - v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -S_\alpha i_{fa} + S_\beta i_{fb} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Où, les tensions du réseau, les courants et les tensions du filtre sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

II. 4.5 Système de stockage d'énergie

L'utilisation des batteries de condensateurs est effective dans les petites et moyennes puissances. Dans le cas des grandes puissances on utilise des bobines supraconductrices [09].

Le choix de la tension V_{dc} et de la capacité de condensateur C_{dc} affecte la dynamique et 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} [09], peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. 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. Pour démontrer ceci, deux méthodes peuvent être utilisées [12]:

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 Graëtz), est la base de la première méthode. On choisit un taux d'ondulation ΔV_{dc} acceptable, généralement de l'ordre de 2% V_{dc} . On peut calculer C_{dc} à partir de la relation suivante :

$$C_{dc} = \frac{v\sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2\Delta V_{dc}\omega V_{dc}^{*2}} \quad (\text{II.28})$$

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 de Graëtz, zéro dans le cas d'un redresseur à diodes. On choisit la tension V_{dc} comme la plus grande tension respectant les contraintes des interrupteurs la valeur minimale de la tension V_{dc} est deux fois plus grande que la max de tension simple du réseau pour assurer la contrôlabilité du courant du filtre de sortie en tous temps

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 [12] [13].

$$C_{dc} = \frac{I_h}{V_{dc}\Delta V_{dc}\omega_h} \quad (\text{II.29})$$

Avec : ω_h , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

Une troisième méthode basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif et celle de la charge polluante comme suit [11] :

La valeur efficace du courant de la charge coté alternatif dans les trois phases est :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_d \quad (\text{II.30})$$

où représente le courant de charge coté continu. I_d

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$I_{l_{f\text{oneff}}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (\text{II.31})$$

Les courants harmoniques produits par la charge représente la différence entre le fondamentale et la valeur efficace du courant coté alternatif de la charge. Ces courants sont donnés par :

$$I_{L_{har}} = \sqrt{I_{l_{eff}}^2 - I_{l_{f\text{oneff}}}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} I_d = 0.2423 I_d \quad (\text{II.32})$$

Le filtre actif doit fournir la puissance correspondante aux harmoniques produite par la charge. En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois

inférieure à celle de la tension du réseau électrique, on peut trouver :

$$C_{dc} \geq \frac{2.0.3036 P_l}{6 f_s (V_{dc\text{max}}^2 - V_{dc\text{min}}^2)} \quad (\text{II.33})$$

avec f_s : la fréquence fondamentale du réseau électrique.

Si on fixe l'ondulation de la tension continue à $\Delta V_{dc} = 2\% V_{dc}$, on peut écrire :

$$V_{dc,\text{max}(\text{min})} = V_{dc} \pm \frac{\Delta V_{dc}}{2} \quad (\text{II.34})$$

II .4.6 Filtre de couplage

Le filtre de couplage est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau. Il est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

assurer la dynamique du courant du filtre défini par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_h}{dt} \quad (\text{II.35})$$

Où i_f : Courant du filtre

I_h : Courant harmonique de la charge

Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique [5,10]. Pour satisfaire ces deux conditions, on utilise un filtre de premier ordre, composé d'une inductance L_f avec une résistance interne R_f , une petite valeur de cette inductance assure la dynamique du courant. Contrairement, une valeur relativement grande de

celle-là empêche les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau. En négligeant la résistance de ce filtre de couplage on obtient :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{v_{f\max} - v_{s\max}}{L_f} \quad (\text{II.36})$$

Avec $v_{f\max}$: La valeur maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur

$v_{s\max}$: La valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre

Prenons la valeur maximale de tension $v_f = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}$ avec la valeur maximale de la tension du

réseau, pour des petites variations du courant du filtre, on obtient :

$$\left(\frac{\Delta i_f}{\Delta T}\right)_{\max} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} - v_{s\max}}{L_f} \quad (\text{II.37})$$

avec $\Delta T = \frac{1}{f_{ond}}$: la période de variation du courant du filtre

En supposant la variation maximale du courant du filtre égale à 25% de la valeur maximale du courant du réseau, la valeur de l'inductance de couplage est donnée par :

$$L_f = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} - v_{s\max}}{0.25 i_{s\max} f_{ond}} \quad (\text{II.38})$$

II.5 Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est le contrôle des courants à la sortie du filtre afin qu'ils suivent leurs références. Le principe est basé sur la comparaison entre les courants à la sortie du filtre actif et leurs références calculées à partir des différentes méthodes d'extraction et de régulation des courants harmoniques et de la tension du condensateur de stockage d'énergie.

II.5.1 Commande par hystérésis

La commande conventionnelle par hystérésis est très couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. La figure (II.11) expose son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence i_{fref} et le courant produit par l'onduleur i_f . Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs. Cette commande présente cependant un

inconvenient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés.

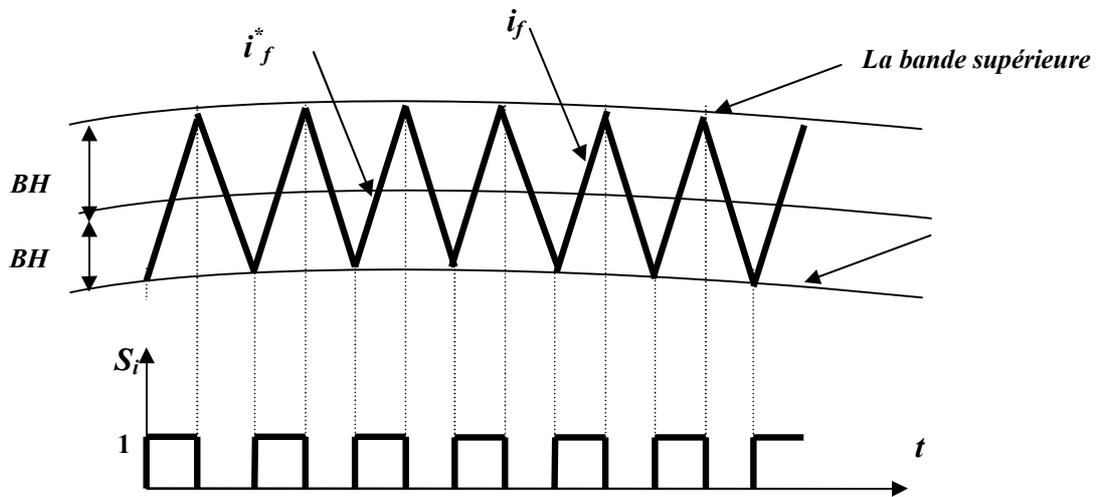


Figure (II.11) Schéma de commande par hystérésis

II.5.2. Commande par MLI sinusoïdale

La technique de commande par Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension est ensuite comparée avec un signal en dent de scie (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [12].

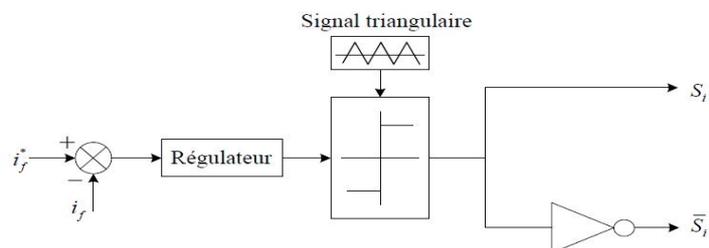


Figure (II.12) : Principe de commande du courant par MLI

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées

précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs [6][12].

II.5.3 Commande par MLI vectorielle

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion

harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [05].

II.5.3.1 Principe de la commande

La commande MLI vectorielle consiste à placer le vecteur de commande dans le référentiel diphasé qui sera obtenu après l'utilisation de la transformation de Clarck. Le codage des commutations possibles des interrupteurs peut être effectué sur trois états $\{S_a, S_b, S_c\}$, ce qui donne huit vecteurs possibles dont deux sont nuls (V0 et V7) [6].

Les commandes dans le référentiel diphasé de Clarck sont données par :

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Le tableau (II.1) permet de trouver pour une combinaison des interrupteurs donnée, le vecteur obtenu dans le référentiel de Clarck

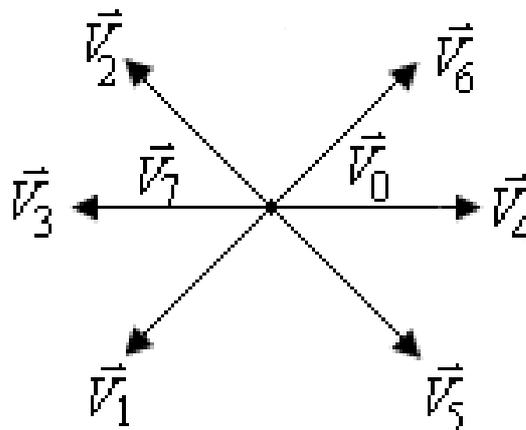


Figure (II.13) Représentation des différents vecteurs de tension

Vecteurs	S3	S2	S1	u_a	u_b	u_c	V_α	V_β
\vec{v}_0	0	0	0	0	0	0	0	0
\vec{v}_1	0	0	1	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0
\vec{v}_2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
\vec{v}_3	0	1	1	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
\vec{v}_4	1	0	0	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
\vec{v}_5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
\vec{v}_6	1	1	0	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0
\vec{v}_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau (II.1) Tensions possibles à la sortie de l'onduleur

II.6 Commande du filtre actif parallèle

A l'heure actuelle, les chercheurs continuent toujours à améliorer les méthodes de commande des filtres actifs parallèles à fin d'obtenir des meilleurs résultats, tant du point de vue d'une meilleure extraction des perturbations, amélioration du régime dynamique, diminution du THD...etc, que de développement des nouvelles stratégies de commande pour une meilleure adaptation et robustesse de ces dernières face aux différents types des charges non-linéaires. Il existe principalement deux stratégies de commande pour supprimer les courants harmoniques du réseau dépendant du courant mesuré [9]

II .6.1 Méthode directe

Cette méthode est basée sur la mesure du courant de la charge polluante puis, de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant [2]. La figure (II.14) représente le schéma de la stratégie de commande directe. De cette manière, le filtre actif injecte les courants de compensation sans information sur les courants du réseau. Toutes les erreurs dans le système comme l'incertitude des paramètres, les erreurs de mesure ou de commande apparaîtront dans le réseau sous formes des harmoniques non-filtrés.

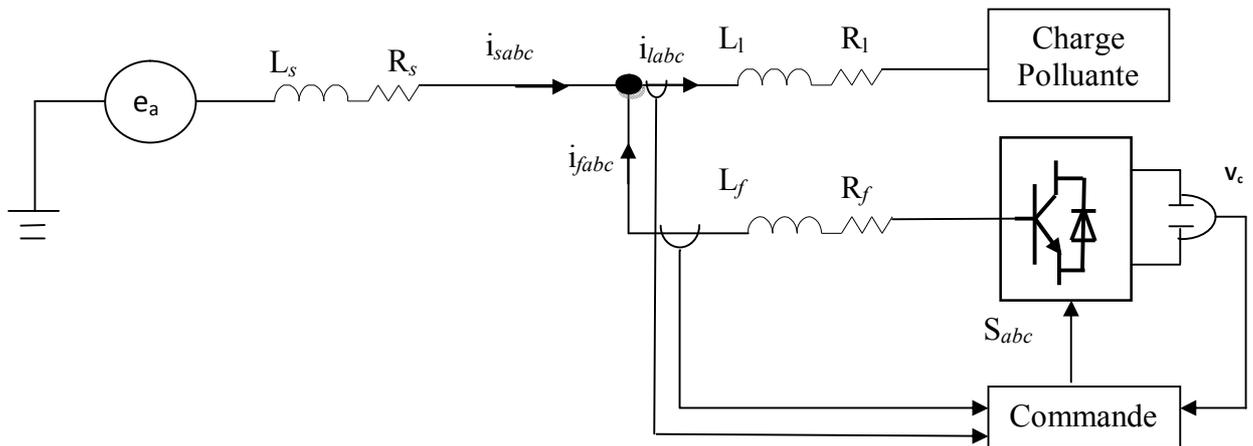


Figure (II.14) Schéma de la commande directe

II.6.2 Méthode indirecte

Cette méthode consiste à mesurer les courants du côté source, et d'imposer la forme sinusoïdale sur ces courants. L'algorithme de commande est plus moins compliqué et demande moins capteurs que celui dans la méthode directe. La figure (II.15) montre le schéma de la commande indirecte du filtre actif. Dans notre travail on a étudié la commande directe

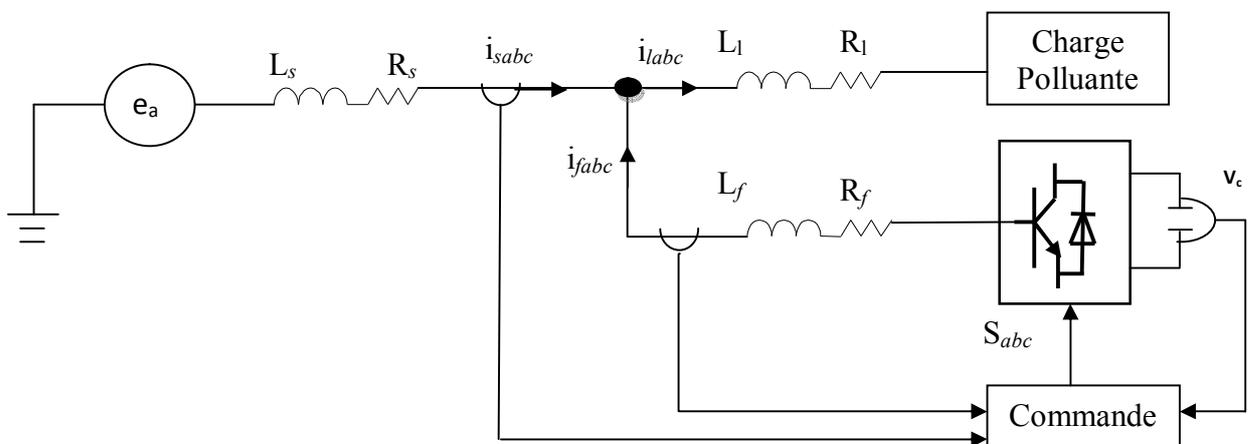


Figure (II.15) : Schéma de la commande indirecte

Trois stratégies de commande vont être présentées :

- 1-commande directe en courant
- 2-commande directe en tension
- 3-commande directe en puissance

II.7. Etude de la Commande en courant

II.7 .1. Méthode de commande directe basée sur la méthode de puissance instantanée :

II.7.1.1 Régulation de la tension continue V_{dc}

La tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante. La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau [12]. Les fluctuations de cette tension 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. Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire [14]. Pour assurer la régulation de la tension continue, on peut utiliser un régulateur PI. Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie. La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.40})$$

Appliquons la transformation de *Laplace* sur cette relation, nous obtenons :

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} s C_{dc} V_{dc}^2(s) \quad (\text{II.41})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_{dc}(s)}{C_{dc}S} \quad (\text{II.42})$$

A partir de la relation (II.42), et en tenant compte du régulateur (PI), la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure (II.16). Le choix des paramètres k_{pdc} et k_{idc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

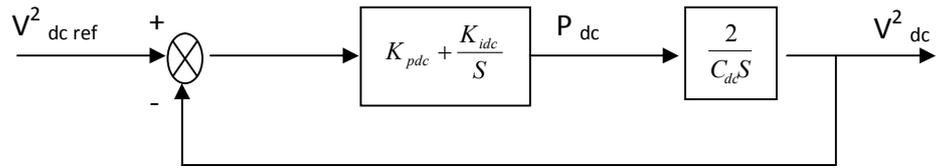


Figure (II.16) : Boucle de régulation de la tension continue

A partir de la figure (II.16), la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}}s)}{S^2 + 2\frac{K_{pdc}}{C_{dc}}S + 2\frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \quad (II.43)$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$k_{idc} = \frac{1}{2}C_{dc}\omega_c^2$$

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

$$k_{pdc} = \xi \sqrt{2C_{dc}k_{idc}}$$

On choisit la valeur de $\xi=0.707$ pour un bon coefficient d'amortissement du système. Pour un bon filtrage on peut choisir la fréquence de coupure $f_c=32$ HZ . La commande directe par hystérésis est présentée par le schéma suivant

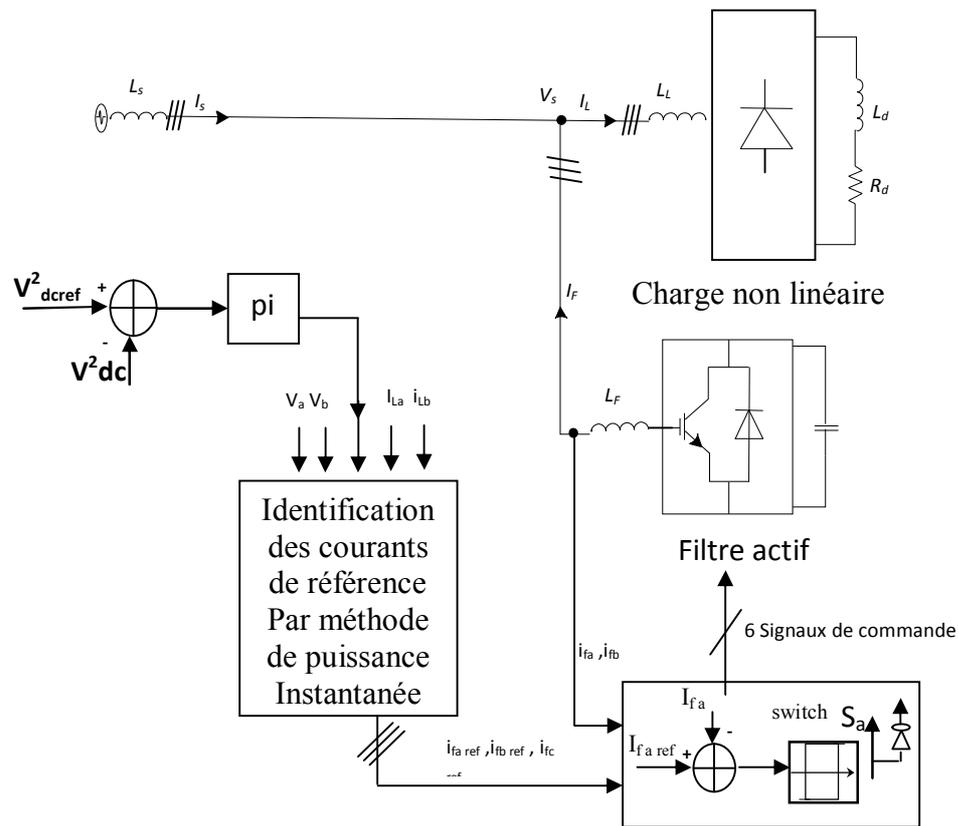


Figure (II.17) Commande basé sur la méthode de puissance instantanée dans le repère triphasé

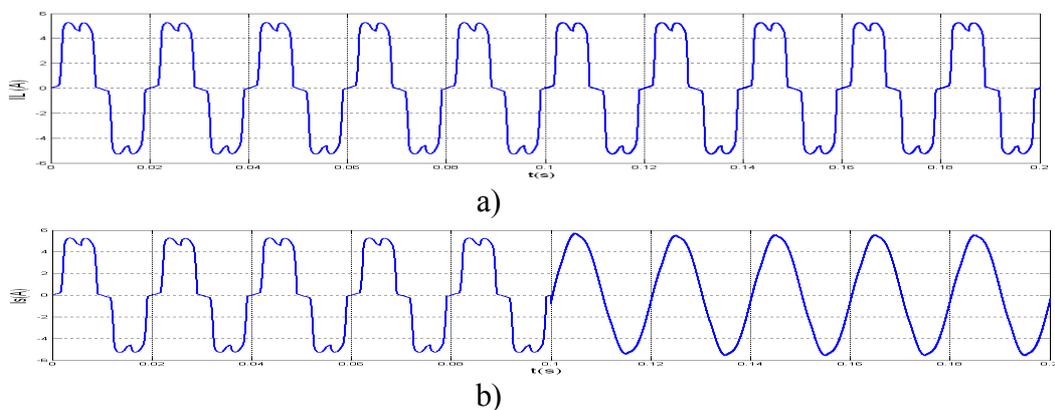
II.7.1. 2 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par hystérésis, dans le repère triphasé , basée sur la méthode de puissance Les paramètres du système sont :

- Bande d’hystérésis $\Delta i = 0.2 \text{ A}$
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 420V

-Les courants présentés dans ce travail sont les courants de la phase a .

Pour étudier les performances du FAP, les premières simulations faites pour une charge fixe et à l’instant 0.1s la présence des courants harmoniques



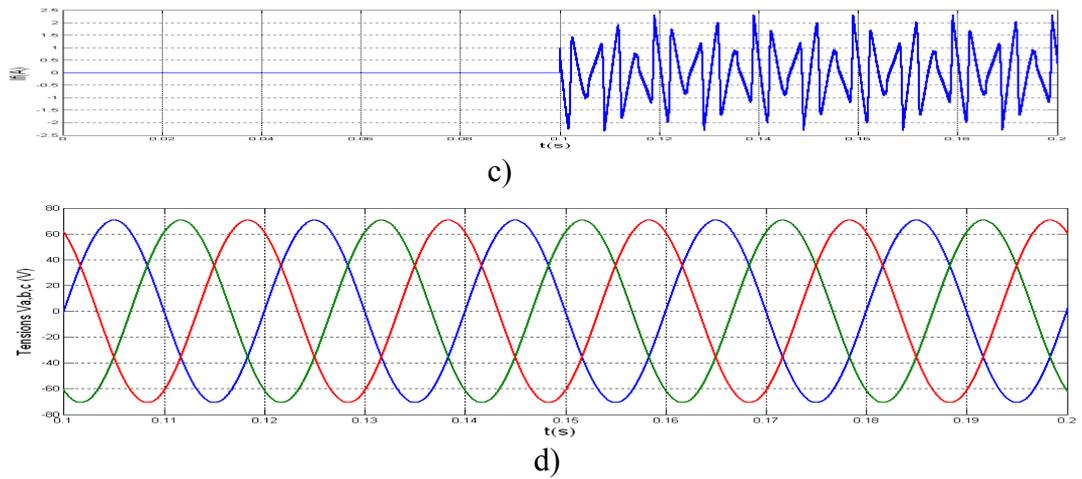


Figure (II.18) : Résultats de simulation du FAP avec charge fixe

- a) Courant de charge – b) courant du réseau c) courant injecter
- d) Tensions du réseau

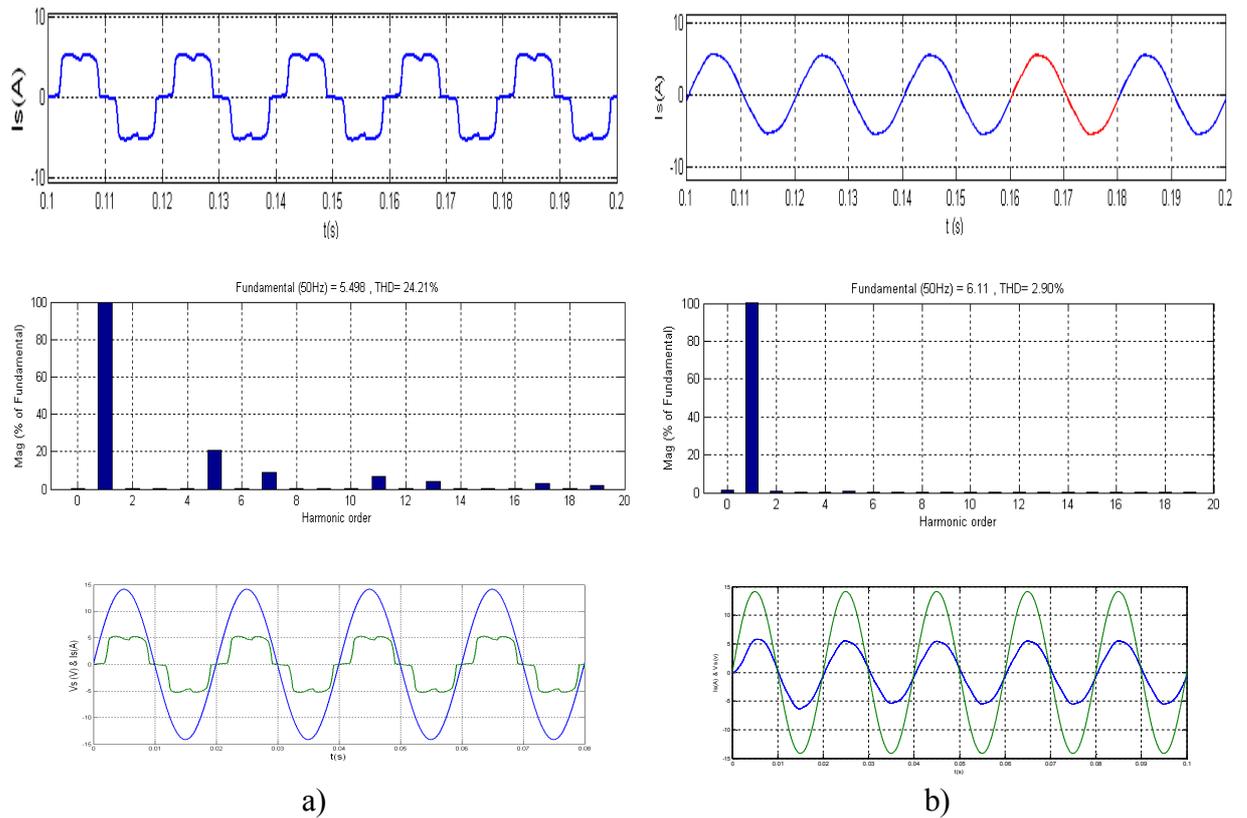


Figure (II.19) : Résultats simulation du FAP : a)Avant filtrage , b) après filtrage

Pour étudier les performances du FAP et tester la robustesse de régulateur PI , à l’instant $t=0.2s$ on va diminuer la charge de R_D à $R_{D2}=R_{D1}/2$

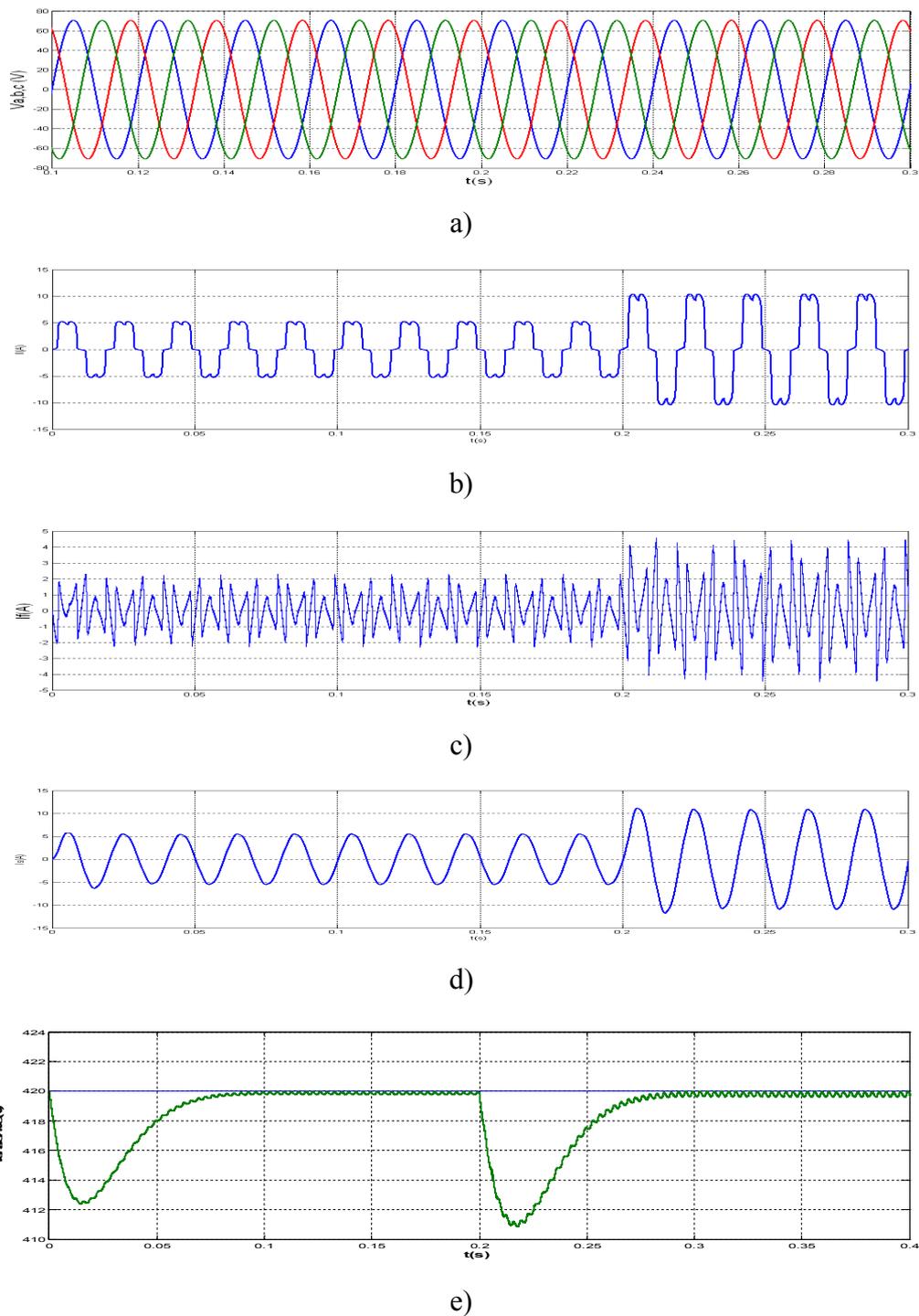


Figure (II.20) : Réponse du FAP cas de perturbation

- a) Tensions du réseau - b) courant de charge -c) courant injecté- d) courant de source
e) Tension aux bornes du condensateur

II.7.1.3 Interprétations des résultats

Les figures (II.18), (II.19), (II.20) présentent les résultats obtenus en utilisant l'extraction des courants harmoniques basée sur la méthode des puissances instantanées. Les figures (II.18.a, b, c) montrent : avant d'injecter les courants d'harmoniques dans le réseau la forme de courant est la même de la charge avec THD de 24% (figure (II.19.a)) , le courant de réseau prennent la forme sinusoïdale quand injecter les courants d'harmoniques avec THD de

2.9 % (figure (19.b)) et les tensions du réseau sont équilibrées avant et après le filtrage figure(18.d).

Quand la résistance de la charge de redresseur change de R_{D1} à R_{D2} , les figures(II.20.b,c,d) montrent l'appelle du courant. La tension aux bornes du condensateur suite parfaitement sa référence avec une régime transitoire lors du changement de résistance est inférieure 0.06 s comme illustrée dans la figure (II.20.e). Les tensions de réseau équilibrées avant et après la variation de la charge

A partir des figures (II.19.a) et (II.19.b) on remarque que le filtre corrigé le facteur de puissance est unitaire la tension et le courant de source sont en phase, une bonne régulation du courant du filtre actif par hystérésis qui joue le rôle d'un régulateur du courant.

II.7.2 Commande en tension

II.7.2.1 .Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant par ce régulateur est illustré par la figure (II.21).

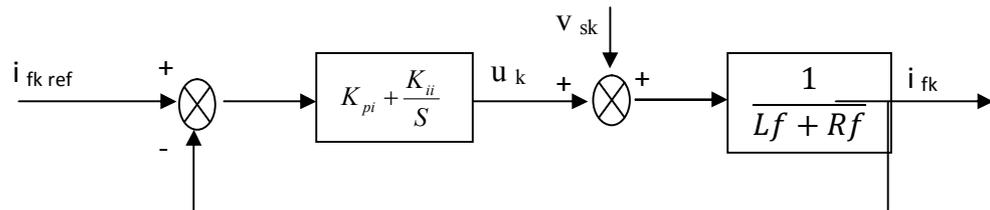


Figure (II.21) : Boucle de régulation du courant

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de $\xi = 0.707$. Pour un rejet maximal d'harmoniques dus à la commutation, il faut que la pulsation de coupure soit éloignée de la pulsation de commutation de la MLI [4, 13]. Les valeurs des constantes du régulateur sont données par :

$$K_{pi} = 2\zeta\omega_{cp}L_f - R_f \quad (II.44)$$

$$K_{ii} = L_f\omega_{cp}^2$$

Le signal de sortie du régulateur est sommé à une image de la tension du réseau de façon à compenser totalement l'effet de cette tension sur le comportement statique de la boucle de courant [5],[40].

Le schéma de la commande directe dans le repère triphasé est :

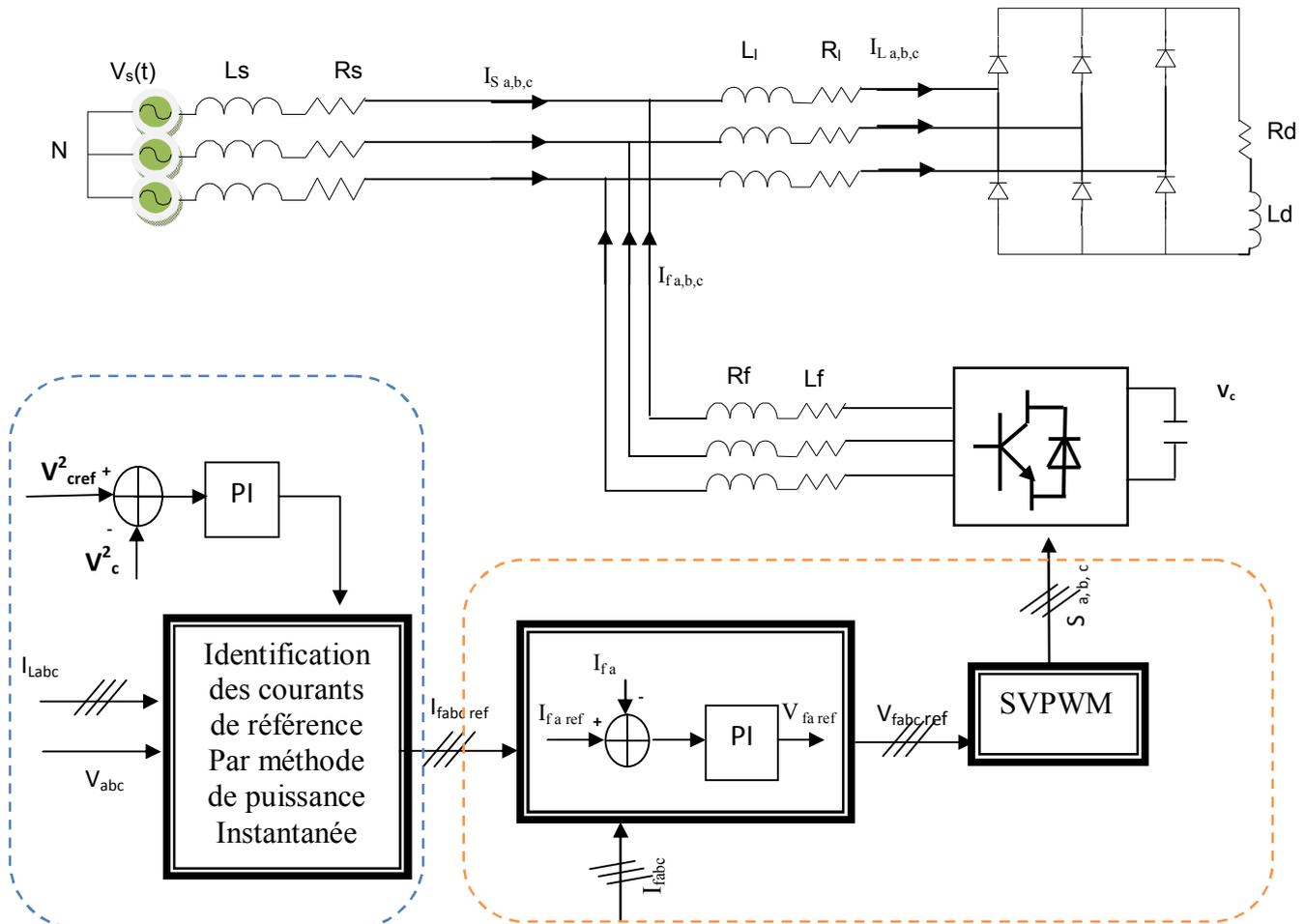


Figure (II.22) : Commande directe par PI dans le repère triphasé

II.7.1.5 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par régulateur PI, dans le repère triphasé basé sur la méthode de puissance active instantanée lors d'une variation de résistance de la charge polluante à la moitié de sa valeur initiale au moment 0.2s pour tester la robustesse de régulateur PI. Les paramètres du système sont les suivants :

- La fréquence de coupure des régulateurs de courant est $f_{ci} = 6000\text{Hz}$
- La fréquence de commutation est fixée à 12.5 kHz ;
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 420V ;

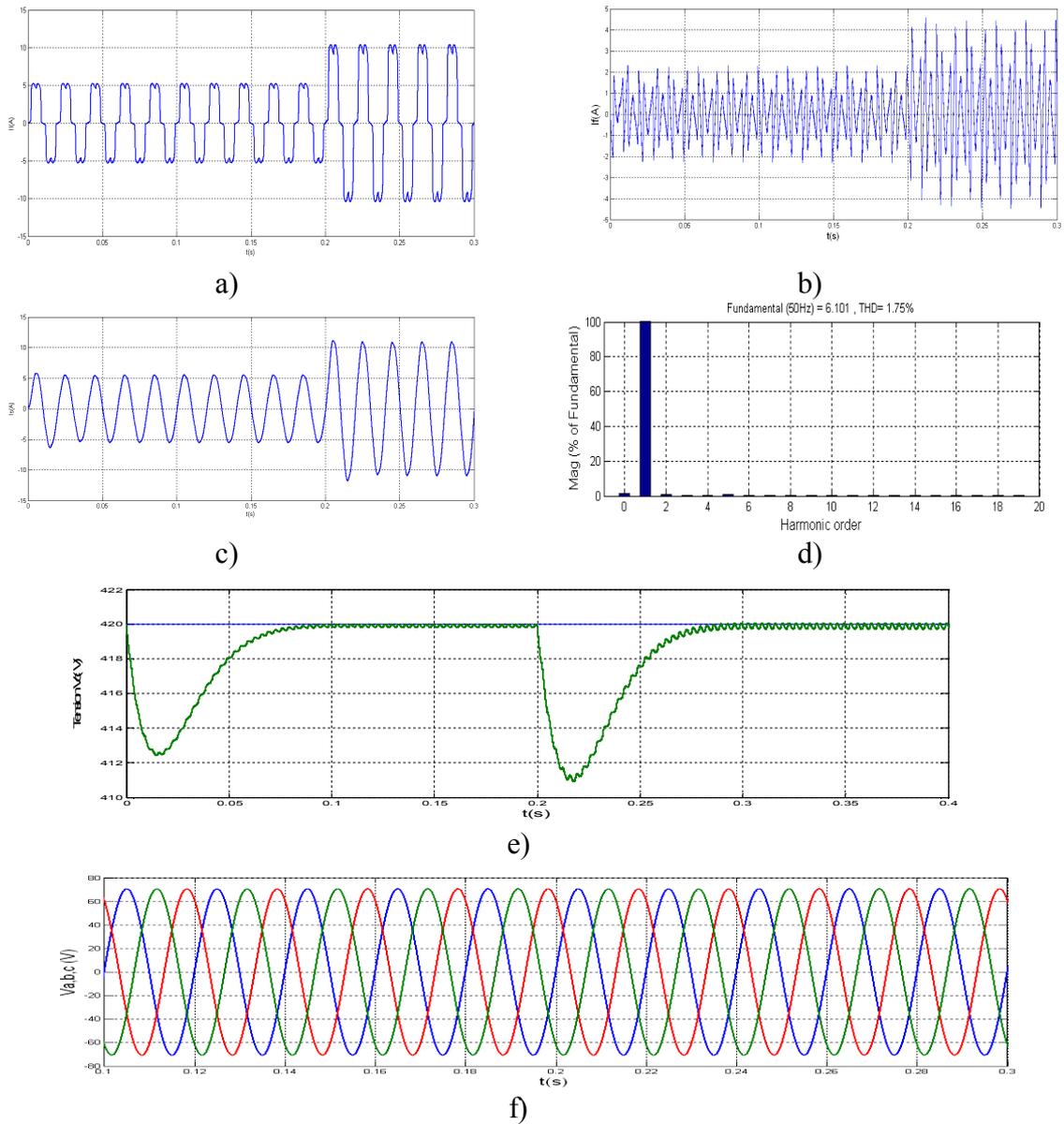


Figure (II.23) : Réponse du FAP cas de perturbation

- a) courant de charge - b) courant injecté- c) courant de source - d) Spectre d'harmonique
e) Tension aux bornes du condensateur - f) tensions du réseau

II.7.1.6 Interprétations des résultats

Les simulations traitées dans cette partie auront pour but de tester la performance des régulateurs PI pour les courants et la tension aux bornes du condensateur. Les figures (II.23.a) et (II.23.b) présentent le courant de charge et le courant injecté. L'objectif principal de la commande proposée consiste à asservir la tension aux bornes du condensateur à leur valeur de référence de manière aussi parfaite que possible comme présente la figure (II.23.c). Sur la figure (II.23.c et d) nous présentons le courant de phase a et son spectre d'harmonique, On remarque que la forme de ce courant est sinusoïdale avec un THD 2.37% qui montre la performance des régulateurs PI et la validité de la MLI vectorielle.

II.7.2 Commande directe dans le repère stationnaire

Le schéma de la commande dans le repère stationnaire par régulateur PI est représenté par la figure (II.24). La méthode utilisée pour l'extraction des harmoniques du courant est la méthode des puissances active et réactive instantanées.

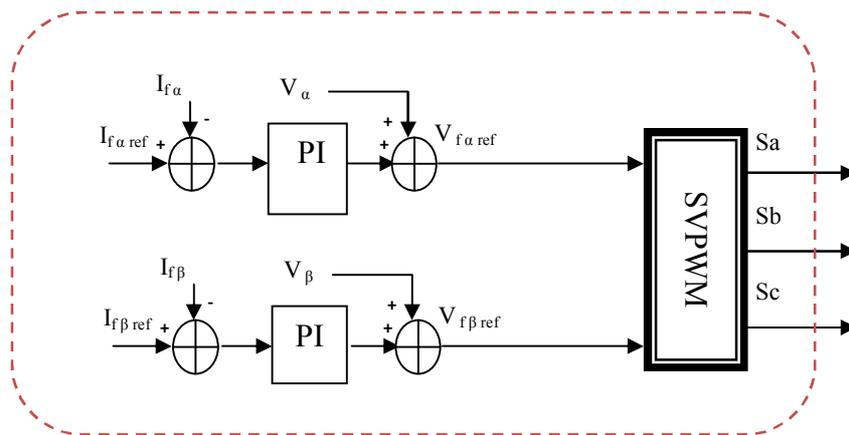


Figure (II.24) : Commande par PI dans le repère stationnaire

Le modèle du régulateur dans le repère stationnaire est donné par :

$$G_{PI\alpha\beta} = \frac{k_{Pi_{\alpha,\beta}} S + k_{Ii_{\alpha\beta}}}{S} \quad (\text{II.45})$$

La fonction de transfert représentant le filtre dans le repère stationnaire est la suivante

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{I_{fa}(s)}{V_a(s)} = \frac{I_{f\beta}(s)}{V_{\beta}(s)} = \frac{1}{R_f + L_f s} \quad (\text{II.46})$$

A partir des équations (II.45) et (II.46), la fonction de transfert en boucle fermée du filtre avec le régulateur pour chaque phase est donnée par :

$$G_{BF\alpha\beta}(S) = \frac{\frac{k_{Pi\alpha,\beta}}{L_f} + \frac{k_{Ii\alpha\beta}}{L_f} S}{S^2 + \frac{1}{L_f} (k_{pi\alpha,\beta} + R_f) S + \frac{k_{Ii\alpha,\beta}}{L_f}} \quad (\text{II.47})$$

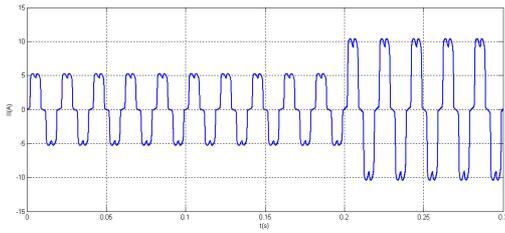
D'où, les constantes de régulateur sont données par :

$$k_{Pi\alpha\beta} = 2\xi \omega_{ci} L_f - R_f \text{ et } k_{Ii\alpha\beta} = L_f \omega_{ci}^2 \quad (\text{II.48})$$

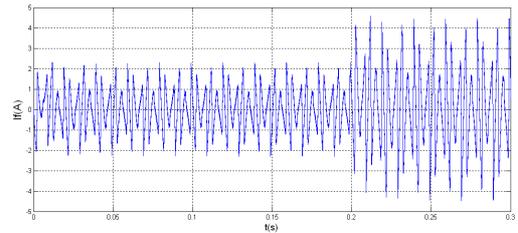
$$\text{Avec : } \omega_{ci} = 2\pi f_{ci}$$

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par des régulateurs PI, dans le repère stationnaire basée sur la méthode des puissances instantanées lors d'une variation de la résistance de la charge polluante à la moitié de sa valeur initiale à $t=0.2s$. Les paramètres du système sont :

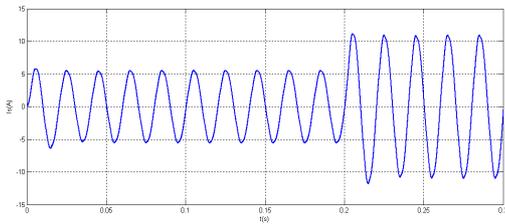
- La fréquence de coupure des régulateurs de courant : $f_{ci} = 6000\text{Hz}$
- La fréquence de commutation est fixée à 12.5 kHz ;
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 420V ;



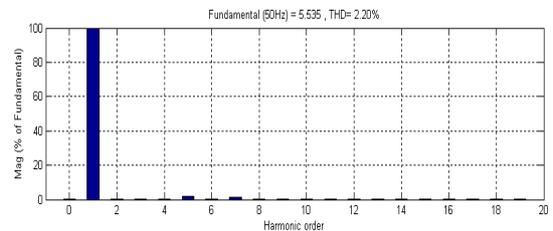
a)



b)



c)



d)

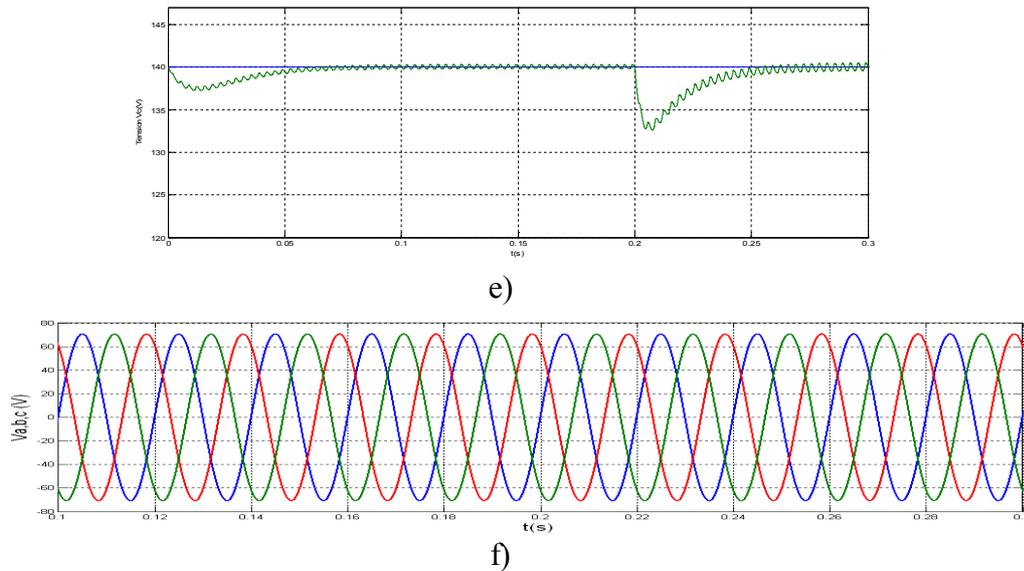


Figure (II.25) : Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère stationnaire

a) courant de charge -b) courant injecté- c) courant de source - d) Spectre d'harmonique
e) Tension aux bornes du condensateur - f) tensions du réseau

II.7.2.1 Interprétations des résultats

Les figures (II.25.a et b) montrent le courant de charge et le courant injecté, le courant de la source et son analyse spectrale présentés sur la figure (II.25.c et d). On remarque que le courant de la source dont le transitoire est de 0.05s lors de la variation de la charge est sinusoïdal. L'analyse spectrale montre que l'implantation des régulateurs PI dans le repère stationnaire offre une amélioration en termes du THD. La valeur du THD est diminuée de 2.37 % avec la commande dans le repère triphasé à 2.20%. La figure (II.25.e) montre l'allure de la tension continue. Cette tension a la même dynamique que celle obtenue par la méthode précédente du fait qu'elle est basée sur le même régulateur. La figure (II.25.f) montre que les tensions du réseau sont équilibrées lors filtrage et perturbation

II.8 Commande directe par l'utilisation de la méthode référentielle synchrone :

II.8.1 Commande directe dans le repère triphasé :

II.8.1.1 Régulateur de la tension continue

Nous avons utilisé un régulateur proportionnel intégral (PI) pour que la tension moyenne aux bornes du condensateur soit maintenue à une valeur quasi-constante. La valeur de la tension mesurée V_{dc} est comparée à sa référence V_{dref} . Le signal d'erreur est ensuite appliqué à l'entrée du régulateur PI.

II.8.1.2 Détermination des paramètres du régulateur PI

La relation suivante donne l'expression générale du régulateur PI utilisé dans notre étude :

$$K(S) = K_p + \frac{K_I}{S} \quad (\text{II.49})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel du régulateur

K_I : Gain intégral du régulateur

La figure (II.27) présente le schéma de la régulation de V_c . Le bloc $G(s)$ est défini par

:

$$G(S) = \frac{1}{CS}$$

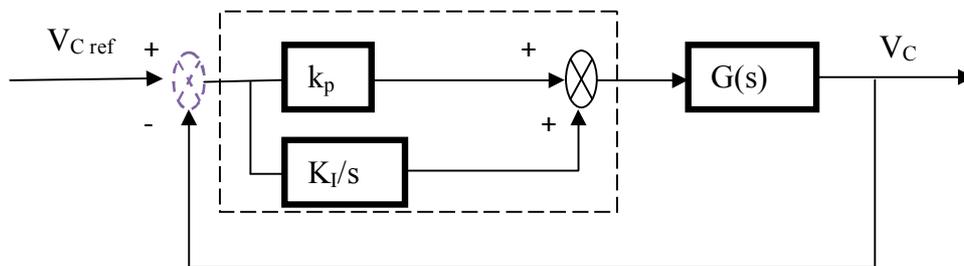


Figure (II.27) : Schéma de la régulation de V_c par un régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors donnée par :

$$F(S) = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_I} S\right) \frac{K_I}{C}}{S^2 + \frac{K_p}{C} S + \frac{K_I}{C}} \quad (\text{II.50})$$

L'expression générale d'une fonction de transfert du second ordre est :

$$F(S) = \frac{(1 + \frac{K_p}{K_I} S) \omega_c^2}{S^2 + 2\xi_c \omega_c S + \omega_c^2} \quad (\text{II.51})$$

Après identification avec l'équation (II.50), on obtient :

$$K_I = \omega_c^2 C \quad \text{et} \quad K_P = 2\xi_c \sqrt{K_I C}$$

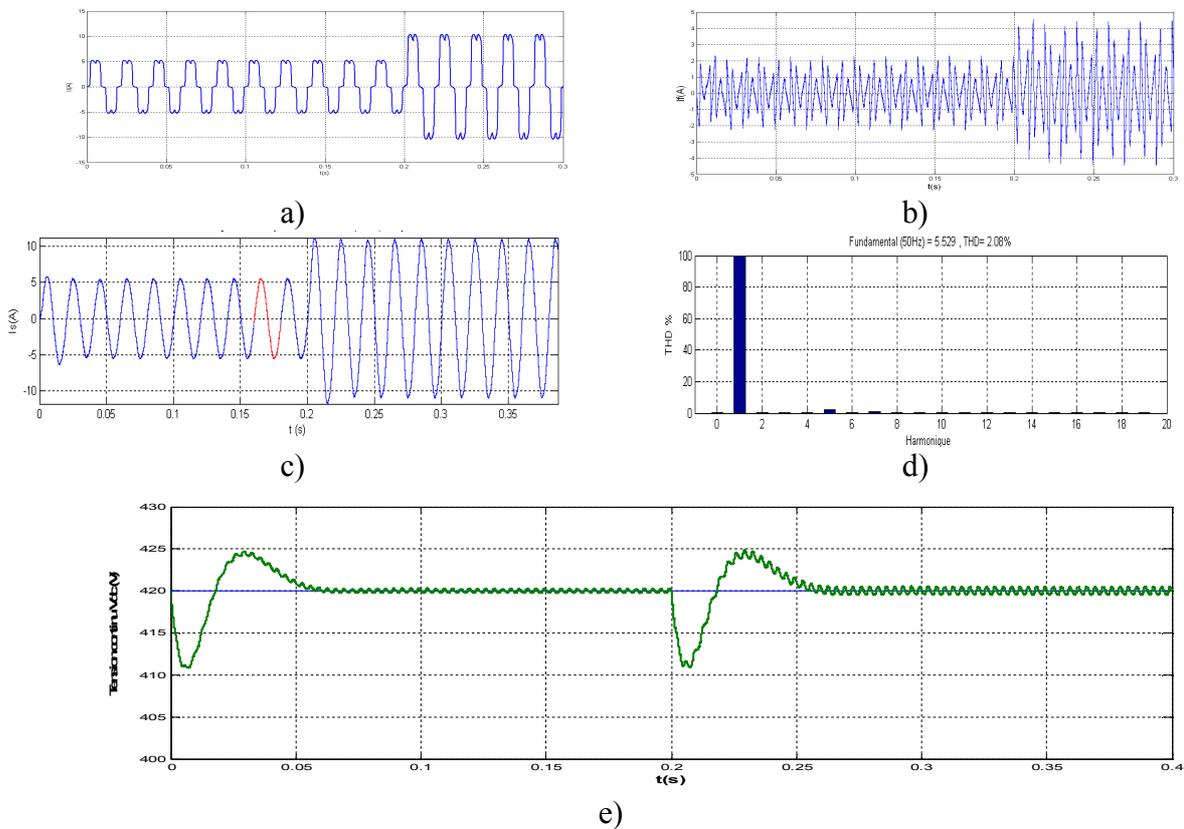
Nous avons choisi : $\omega_c = 2\pi \times 18 \text{ rad/s}$ et $\xi_c = 0,6$.

II.8.1.3 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par des régulateurs PI, dans le repère triphasé et basée sur la méthode de référentiel synchrone lors d'une variation de la résistance de la charge polluante à la moitié de sa valeur initiale à $t=0.2\text{s}$.

Les paramètres du système sont :

- La fréquence de coupure des régulateurs de courant : $f_{ci} = 6000\text{Hz}$
- La fréquence de commutation est fixée à 12.5 kHz ;
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 420V



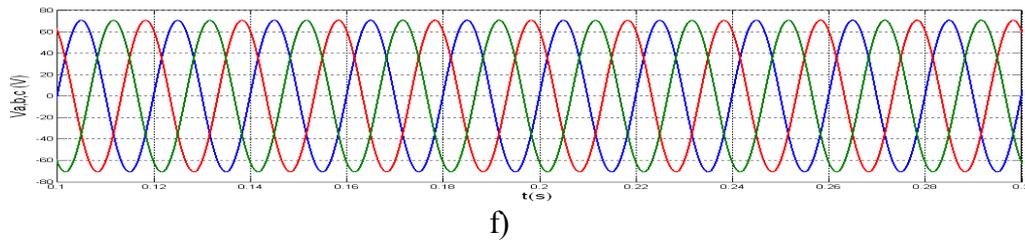


Figure (II.28) : Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

- a) courant de charge -b) courant injecté- c) courant de source - d) Spectre d’harmonique
- e)Tension aux bornes du condensateur - f) tensions du réseau

II.8.1.4 Interprétations des résultats

Les figures (II.28.a et b) présentent le courant de charge et le courant injecté . Le courant de la source et son analyse spectrale illustré par les figures (II.28.c et d) . L’analyse spectrale montre que l’implantation de la méthode de référentiel synchrone offre une amélioration remarquable en termes du THD. La valeur du THD est diminuée de 2.29% avec les commandes utilisent la méthode de puissance instantanée à 2.08% qui utilisent méthode de référentiel synchrone. au niveaux de la tension , il y’ a un dépassement et temps de repense long que la méthode précédente mais avec une valeur d’ondulation réduite qu’explique la diminution de la terme THD , les tensions de réseau sont équilibré comme montré par la figure (II.28.f).

II.8.2 Commande directe dans le repère synchrone

La structure de la commande directe du filtre actif parallèle dans le repère synchrone est donnée par la figure (II.29) :

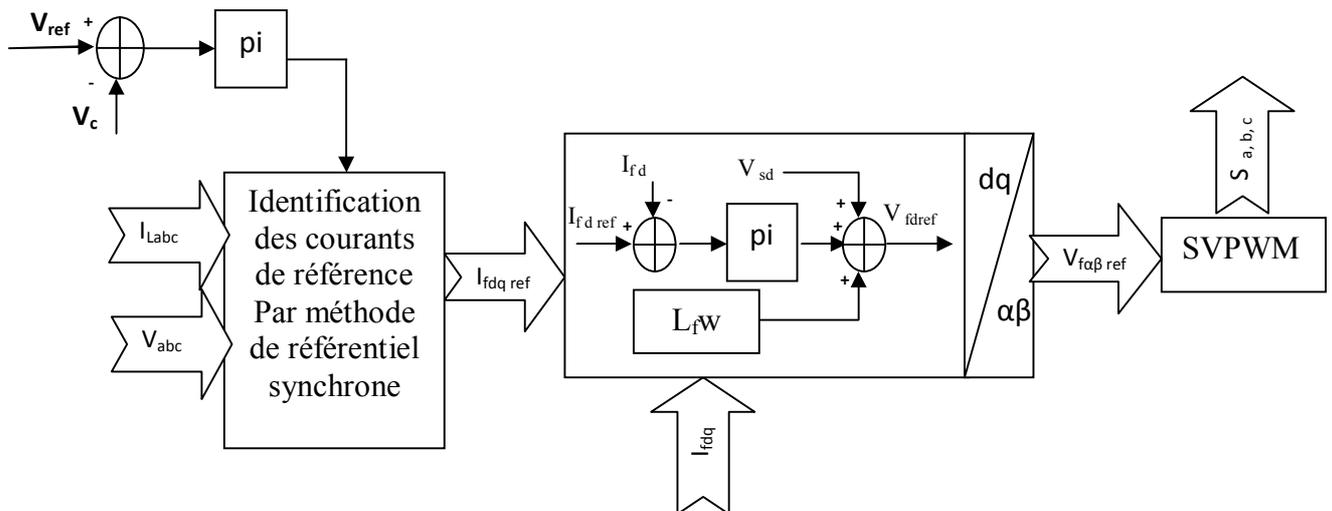


Figure (II.29) : Commande directe par régulateur PI dans le repère synchrone

A partir du modèle de l'onduleur donné par l'équation (II.18), on peut écrire :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= v_{fd} - R_f i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} - L_f \omega_{fq} \\ v_{sq} &= v_{fq} - R_f i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega_{fd} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} &= S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

II.8.2.1 Régulation des courants i_d et i_q

Comme le montre le système d'équations (II.52), les courants des axes d et q sont couplés. Pour faciliter la régulation de ces deux composantes, il est nécessaire de les découpler, en introduisant des nouveaux termes dans la première et la deuxième équation du système (II.52), on pose :

$$\begin{aligned} u_d &= L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd} \\ u_q &= L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} \end{aligned} \quad (\text{II.53})$$

Il vient donc :

$$\begin{aligned} v_{fd \text{ ref}} &= u_d + v_{sd} + L_f \omega_{fq} \\ v_{fq \text{ ref}} &= u_q + v_{sq} + L_f \omega_{fd} \end{aligned} \quad (\text{II.54})$$

Appliquons la transformation de *Laplace* sur le système (II.49), on obtient :

$$G_{dq}(s) = \frac{I_{fd}(s)}{V_d(s)} = \frac{I_{fq}(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{R_f + L_f s} \quad (\text{II.55})$$

La figure (II.30), représente le schéma block de commande du courant en boucle fermée sur les axes d et q . La fonction de transfert des courants découplés, et la fonction de transfert du régulateur PI, sont indiquées dans cette figure. La fonction de transfert en boucle fermée des courants i_d et i_q est donnée par

$$G_{BFdq}(S) = \frac{G_{PI dq} G_{dq}}{1 + G_{PI dq} G_{dq}} = \frac{\frac{K_{I_{id,iq}}}{L_f} + \frac{K_{P_{id,iq}}}{L_f} S}{S^2 + \frac{R_f + K_{P_{id,iq}}}{L_f} S + \frac{K_{I_{id,iq}}}{L_f}} \quad (\text{II.56})$$

Avec :

$$G_{PI_{dq}} = K_{P_{id,iq}} + \frac{K_{I_{id,iq}}}{S} \quad (\text{II.57})$$

En comparant cette fonction de transfert avec la forme canonique de la fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$K_{P_{id, iq}} = 2 L_f \zeta \omega_n - R_f \quad \text{et} \quad K_{I_{id, iq}} = L_f \omega_n^2$$

Finalement, les lois de commande des boucles de courant sont données par :

$$\begin{aligned} v_{fd\text{ref}} &= u_d + v_{sd} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq\text{ref}} &= u_q + v_{sq} + L_f \omega i_{fd} \end{aligned} \tag{II.58}$$

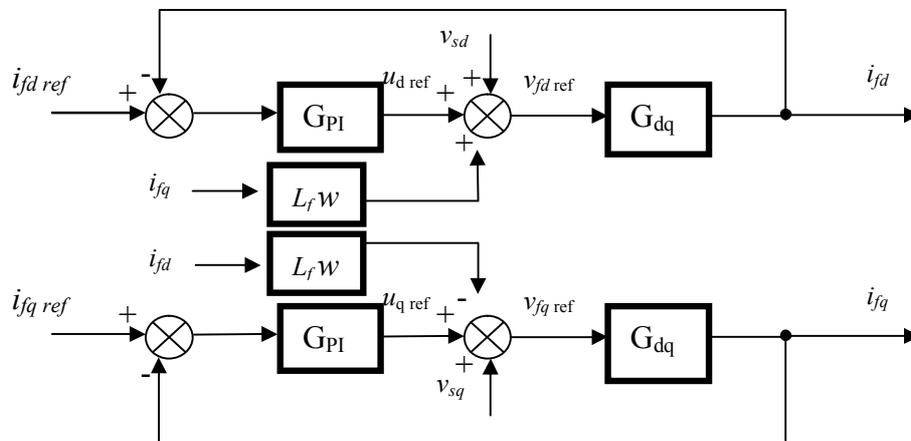
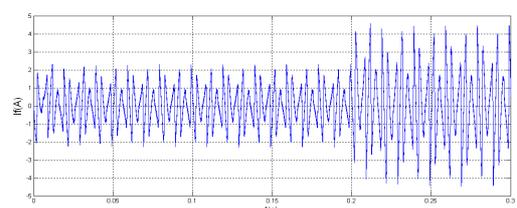
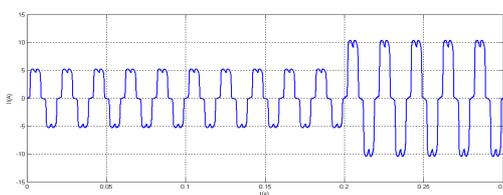


Figure (II.29) : Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone

II.8.2.2 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par des régulateurs PI, dans le repère synchrone et basé sur la méthode de détection synchrone lors d'une variation de résistance de la charge polluante à la moitié de sa valeur initiale au moment 0.2s. Les paramètres du système sont les suivants :

- La fréquence de coupure pour les régulateurs du courant : $f_{ci} = 6000\text{Hz}$
- La fréquence de commutation est fixée à 12.5 kHz ;
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 420V ;



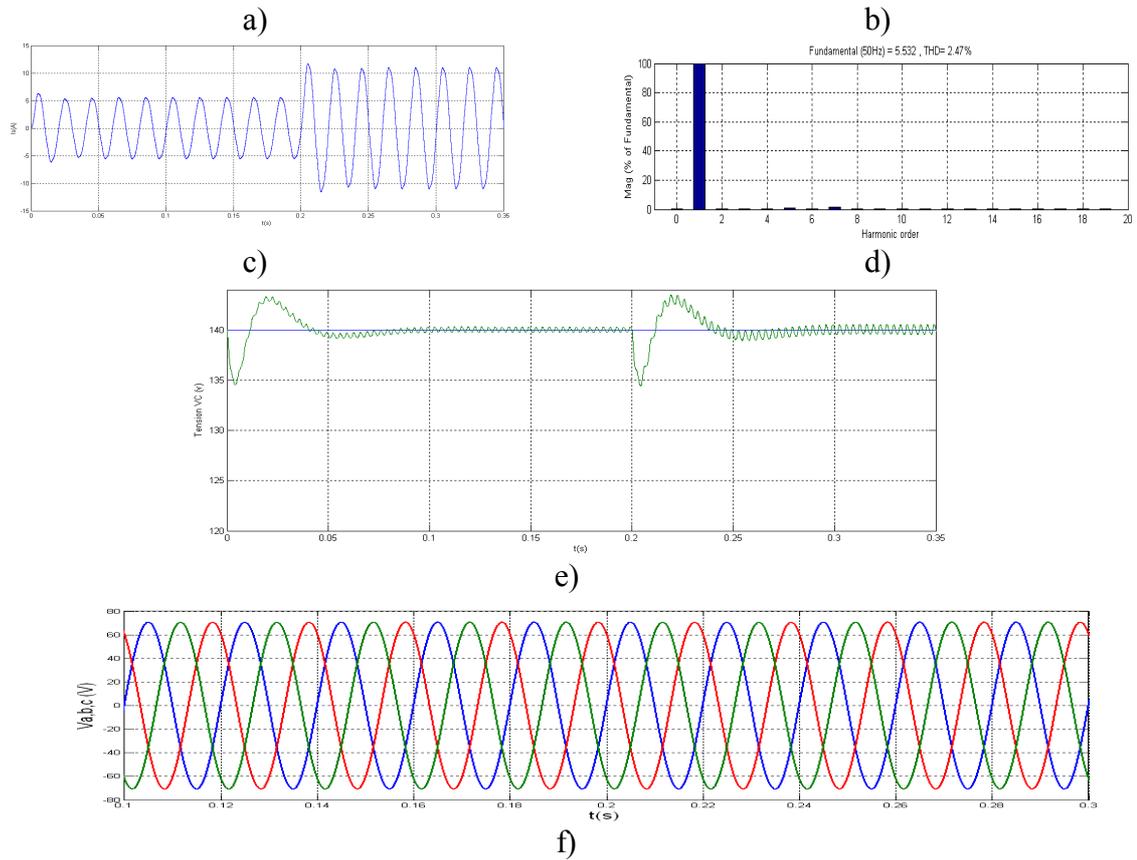


Figure (II.31) : Simulation du FAP cas de perturbation dans le repère synchrone

- a) courant de charge - b) courant injecté- c) courant de source - d) spectre d'harmonique
 e) tension aux bornes du condensateur - f) tensions du réseau

II.8.2.3 Interprétations des résultats

La figure (II.31.c) montre que la forme du courant est sinusoïdale avec un spectre d'harmonique d'une THD de 2.47% et la figure (II.31.e) présente que la tension aux bornes du condensateur suit parfaitement sa référence de 420 V avec un dépassement de 4 V, mais influée sur le THD par augmentation de sa valeur par apport la méthode triphasé.

II.9. Etude de la Commande en puissance (DPC):

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par Ohnishi (1991) et développée ensuite par Noguchi et Takahachi en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones [15] [16] [17]. Au lieu du flux et du couple, les puissances active (p) et réactive (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler figure (II.31).

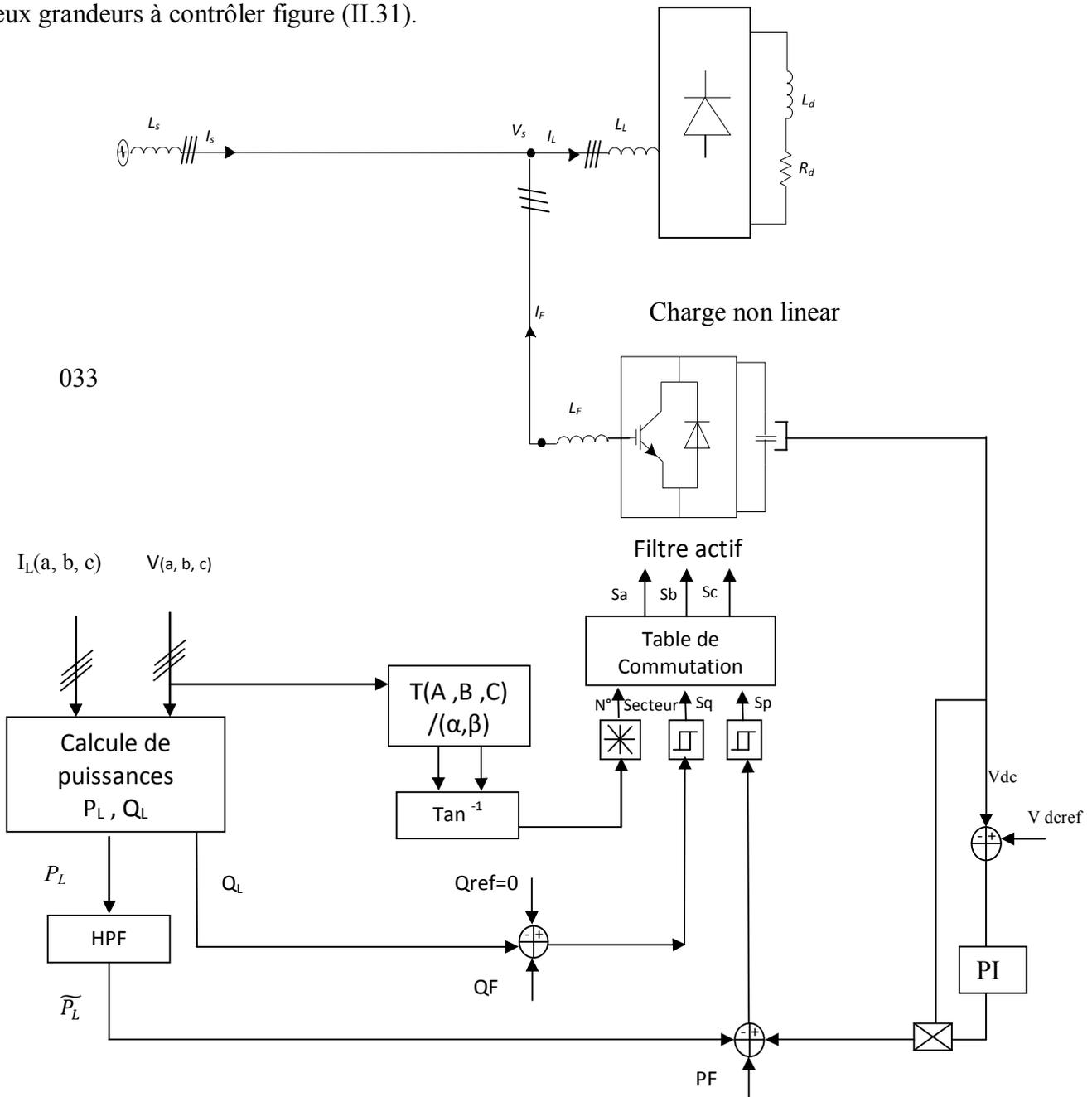


Figure (II.31) Configuration générale de la commande DPC

II.9.1 Principe de la commande directe de puissance

La figure (II. 31) montre la configuration globale de la commande directe de puissance par mesure de tension et les courants de charge. La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées S_p , S_q des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur tension. En fonction de la valeur de cette position, le plan $(\alpha-\beta)$ est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état logique du l'onduleur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [21].

II.9.1.1 Calcul des puissances instantanées

Basée sur la mesure des tensions et courants de charge, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées par les expressions :

$$P(t) = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} \quad (\text{II.59})$$

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb}) i_{lc} + (v_{sb} - v_{sc}) i_{la} + (v_{sc} - v_{sa}) i_{lb}] = v_{s\alpha} i_{l\beta} - v_{s\beta} i_{l\alpha} \quad (\text{II.60})$$

II.9.1.2 Contrôleur à hystérésis

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et mesurées des puissances active et réactive.

$$\Delta p_s = p_{ref} - p_s \quad (\text{II.61})$$

$$\Delta q_s = q_{ref} - q_s$$

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$p_{ref} - p_s > \Delta p \Rightarrow S_p = 1;$$

$$p_{ref} - p_s < \Delta p \Rightarrow S_p = 0;$$

$$q_{ref} - q_s > \Delta q \Rightarrow S_q = 1;$$

$$(\text{II.62})$$

$$q_{ref} - q_s < \Delta q \Rightarrow S_q = 0;$$

Où Δp , Δq sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

II.9.1.3 Choix du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α , β) est divisé en 12 secteurs figure (II.32), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [13] :

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \theta_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1, \dots, 12; \quad (\text{II. 63})$$

Où : n est le numéro du secteur

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donnée par :

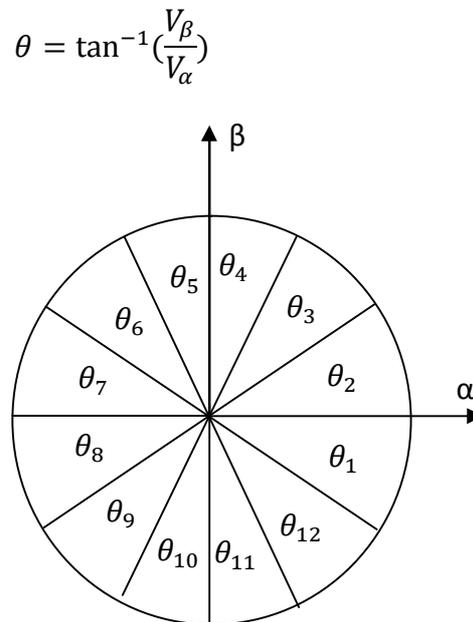


Figure (II.32) : Plant (α , β) divisé en 12 secteurs

II.9.1.4 Table de commutation

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de l'onduleur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs des puissances active et réactive.

Sp	Sq	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4
1	1	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2
0	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6
0	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1

Tableau (II.1) : Table de commutation de la DPC adaptée

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur.

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteurs, et zéro pour V0 ,V7. Le signe du changement de la puissance active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs. Par exemple, pour le premier secteur les vecteurs qui influent sur le signe du changement des puissances active et réactive sont résumés dans le Tableau (II.2).

$\bar{p} > 0$	$\bar{p} < 0$	$\bar{q} < 0$	$\bar{q} > 0$	$\bar{p} = 0$
V3 ,V4 ,V5 ,V0	V1 ,V6	V1 ,V2,V3	V4 ,V5,V6	V0 ,V7

Tableau (II.2) : Changement des puissances active et réactive dans le secteur « 1 »

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis, Sp et Sq, les vecteurs de tension choisis pour le secteur θ_1 , sont montrés dans le Tableau (II. 3).

Secteur 1		\bar{q}	
		$>0 \leftrightarrow Sq = 1$	$<0 \leftrightarrow Sq = 0$
\bar{p}	$>0 \leftrightarrow Sp = 1$	V 3,V2	V4,V5
	$<0 \leftrightarrow Sp = 0$	V1	V6

Tableau II.3 Vecteurs de commande sélectionnée pour θ_1

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs

II.9.1.5 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par DPC basé sur la méthode de puissance active instantanée lors d'une variation de résistance de la charge polluante à la moitié de sa valeur initiale au moment 0.2s pour tester la robustesse de la commande .

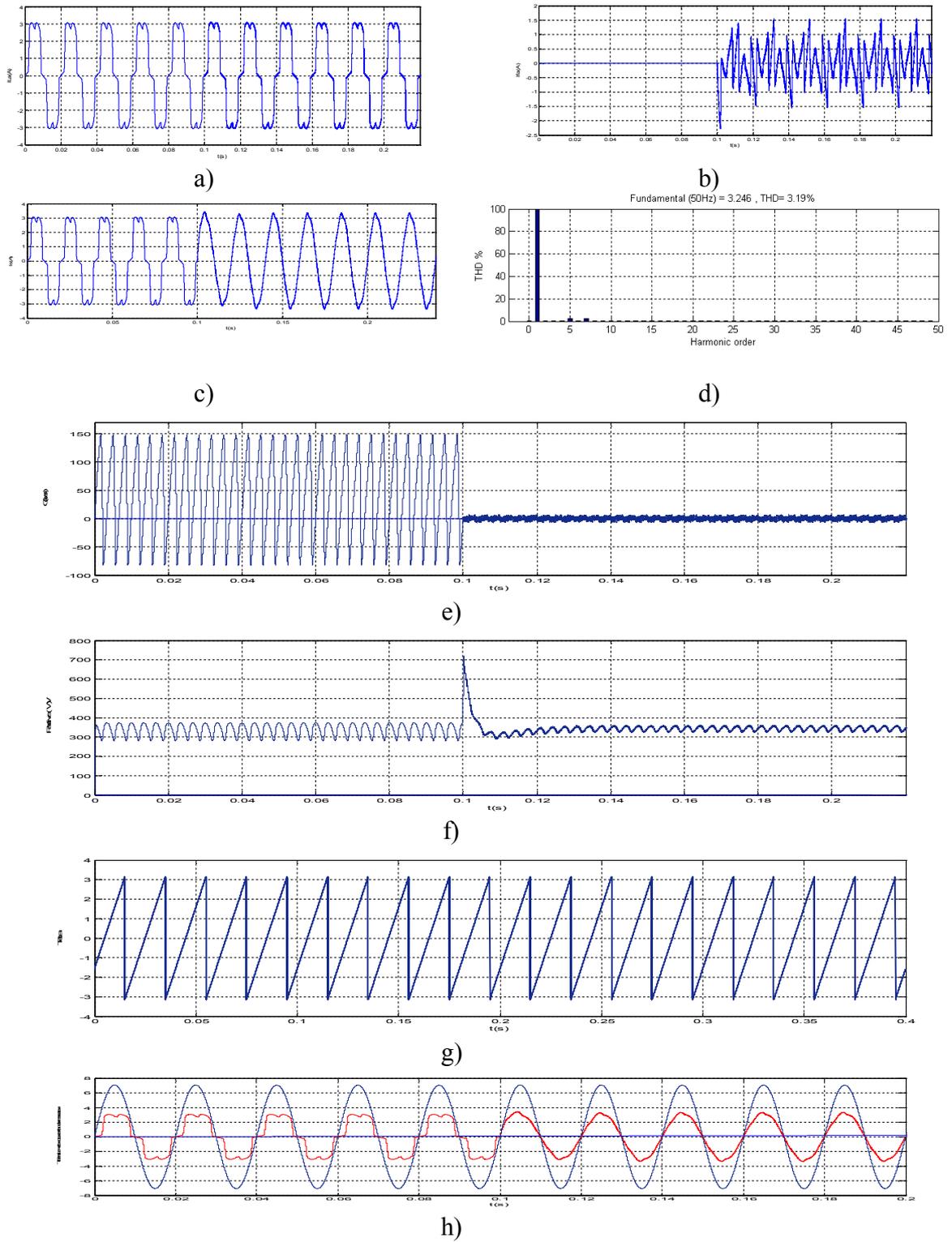


Figure (II.33) Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP

- a) courant de charge - b) courant injecté- c) courant de source - d) spectre d'harmonique
- e) Puissance active - f) Puissance réactive g) l'angle Téta h) Tension et courant du réseau

Après la mise en service du FAP à l'instant $t=0.1s$, nous pouvons constater que les courants de source deviennent Sinusoïdale et avec un THD= 3.22%, l'énergie réactive suite sa référence et sera nul après la mise en marche du FAP

Le courant à une forme sinusoïdale et en phase avec la tension de la source. Ce qui garantira un fonctionnement à facteur de puissance unitaire coté réseau.

Pour tester la robustesse de cette commande nous effectuons une variation de la charge non linéaire, avec une augmentation de 100% à l'instant $t=0.25$

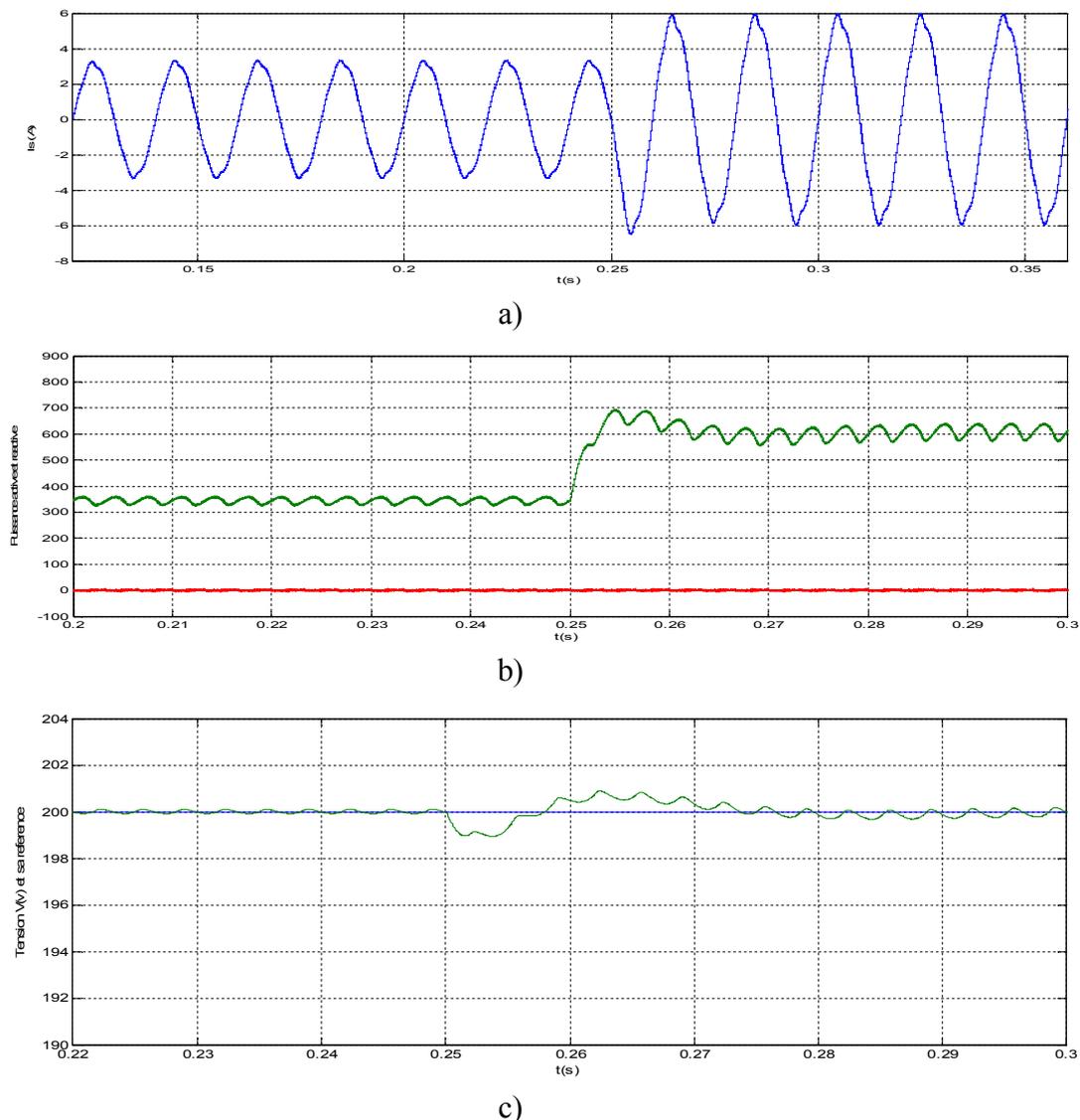


Figure (II.34) Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire

a) courant de source -b) Puissance active et réactive c) Tension V_{dc} et sa référence

La figure (II.34) montre les différents formes d'ondes pour la commande DPC. On remarque qu'à $t = 0.25s$, le courant de charge subisse une augmentation brusque alors que celui de la source conserve leur dynamique et leur forme sinusoïdale. L'augmentation de l'ondulation de la tension continue est expliquée par l'augmentation de la puissance fournie par le condensateur pour compenser les harmoniques du courant côté réseau électrique. Suite

à cette variation de la charge, la puissance active nécessaire est délivrée par la source à partir de $t = 0.25s$, alors qu'aucun changement n'est observé sur la puissance réactive qui poursuit sa référence de valeur nulle figure (II.34.b) . La figure (II.34.c) montre les tensions des condensateurs. On constate que la tension se stabilise à sa valeur de référence, avec des faibles oscillations autour du point d'équilibre

II.10. Présentation du matériel expérimental

La plateforme expérimentale a été élaborée au sein de l'équipe de recherche en Laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB, La maquette expérimentale du système représenté à la figure (II.35) est composée des éléments suivants :

- Le filtre actif parallèle à structure tension (onduleur, inductances et condensateurs),
- La charge polluante,
- La commande du filtre actif (système dSPACE, carte analogique à hystérésis)

La charge polluante est constituée par un pont triphasé à diodes, de type parallèle double d'ordre 3, débitant dans une charge R_L . Il s'agit d'un module triphasé de marque SEMIKRON, de type SKD 51/14. Cette charge polluante est connectée au réseau par l'intermédiaire d'une inductance triphasée de faible valeur L_c .

La commande du filtre actif génère les ordres de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Elle est réalisée de façon mixte (analogique et numérique) et inclut trois fonctions principales :

- Identification des courants harmoniques de la charge non linéaire,
- Régulation de la tension V_{dc} ,
- Poursuite des références harmoniques de courant

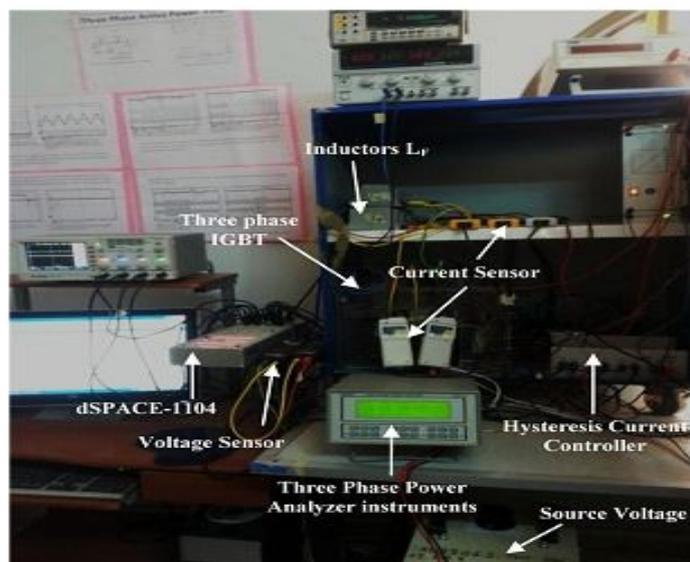


Figure (II.35) Système expérimental complet

II.10 .1 Description de la Carte dSPACE :

Comme cela est décrit à la figure (II.36) , l'identification des courants harmoniques est réalisée à l'aide du système numérique DSPACE (carte de prototypage DS1104), relié aux outils Matlab/Simulink par le bloc d'interface Real Time Interface (RTI). Le système DS1104 se compose des éléments suivants [65]:

- 1-La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite à la figure (II.36)
- 2- Des entrées/sorties numérique 20 bits
- 3- Une carte DSP de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240,
- 4- Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée,
- 5- Deux codeurs incrémentaux,
- 6- Des entrées numériques 14 bits,
- 7-Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC). La figure (II.37) présente la photographie de ce panneau.

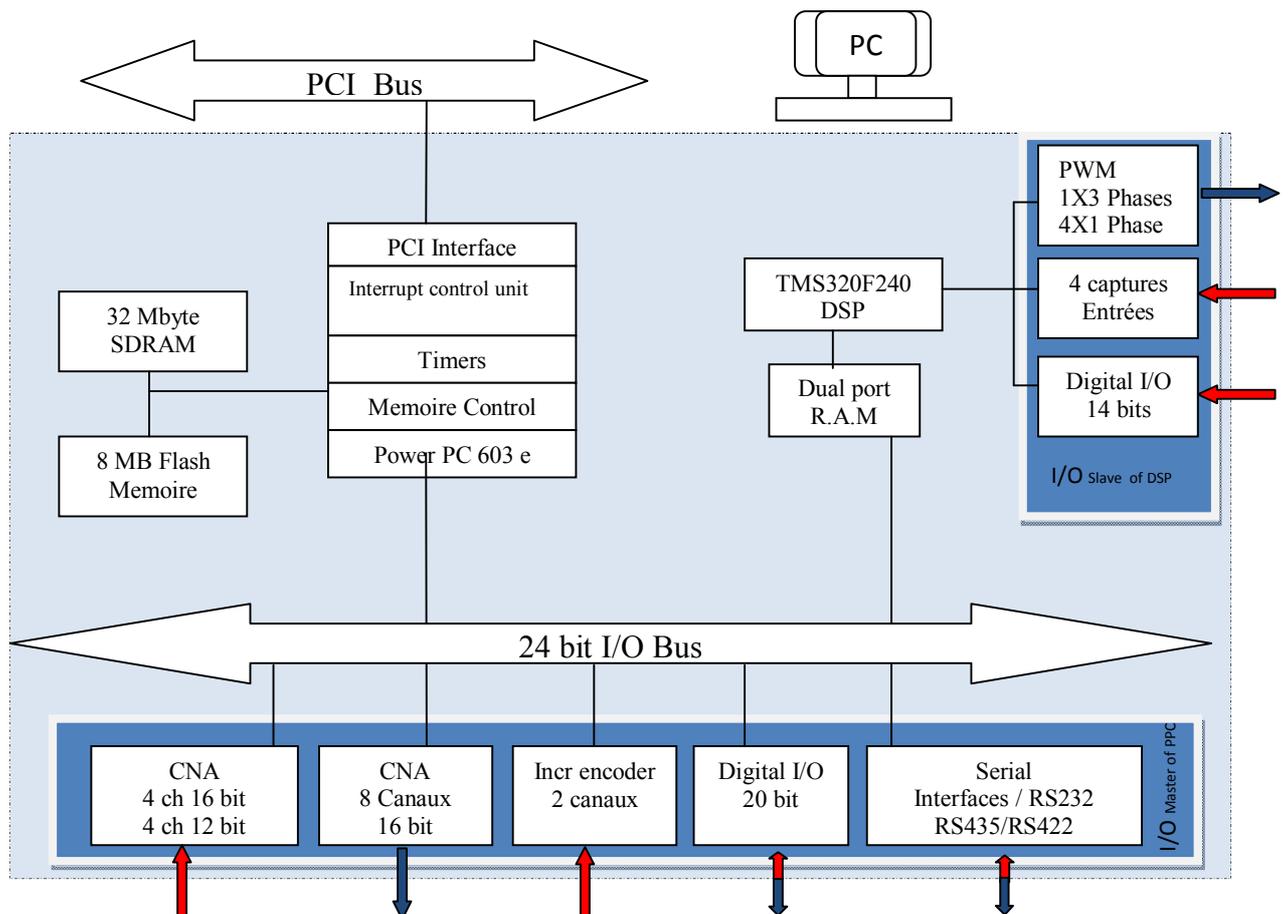


Figure (II.36). Composition de la carte DS1104

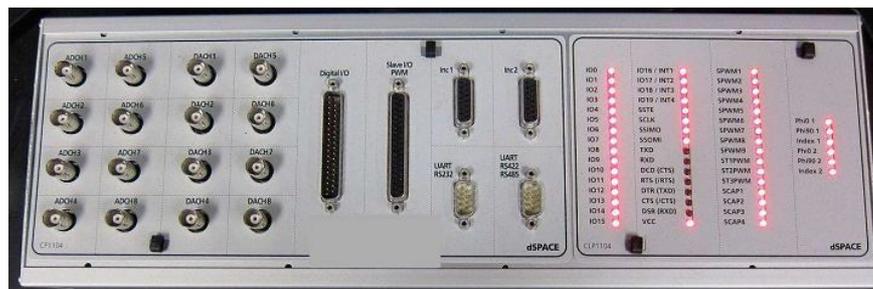


Figure (II.37) Panneau multi-entrées et multi-sorties

Ce panneau est composé des éléments suivants :

- Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique – numérique (CAN). Il faut noter que les signaux d’entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (CAN) divisent automatiquement les entrées par 10.
- Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique - analogique. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10 car les convertisseurs (CNA) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage ± 10 V.

Les mesures de courants sont réalisées à l’aide des capteurs de marque LEM, de transmittance égale à 100mV/A. Pour fournir les informations nécessaires au système DSPACE, nous devons mesurer a priori les trois courants de la charge non linéaire i_{ca} , i_{cb} et i_{cc} , les trois tensions de source V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} et la tension aux bornes du condensateur V_{dc} .

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 télécharger 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 autorise la visualiser en temps réel, le stockage les différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Il autorise la visualiser en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande. Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants :

II.10.1.2 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’essai.

II.10.1.3 RTI (Real Time Interface)

Les algorithmes de commande qui sont implantés dans la carte DS1104 sont développés dans l'environnement de programmation Matlab/Simulink. La Real-Time-Interface (RTI) qui est une bibliothèque créée pour le système DS1104, fournit des blocs Simulink, permettant une configuration graphique des entrées analogiques/digitales, des sorties digitales/analogiques, des lignes d'E/S numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération MLI. La RTI conjointement avec la Real-Time Workshop, gère de façon automatique le code de l'algorithme de commande en temps réel qui est implanté directement sur la carte de contrôle DS1104. Dans le cadre de notre travail nous utilisons les blocs RTI suivants :

- Bloc DS1104ADC E1/E2, Entrées des courants de la charge i_{La} et i_{Lb} ; 2 entrées analogiques.
- Bloc DS1104ADC E3/E4, Entrées des Tensions de la source V_{sa} et V_{sb} ; 2 entrées analogiques.
- Bloc DS1104ADC/E5, Entrée de la tension du bus continu de l'onduleur V_{dc} ; 1 entrée analogique.
- Bloc DS1104DCAS1/S2/S3, Sortie des courants de référence $i_{a\text{ ref}}$, $i_{b\text{ ref}}$, $i_{c\text{ ref}}$; 3 sorties analogiques.

II.10.1.4 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.

II.10.1.5 Control Desk:

Le logiciel d'interface homme-machine nommé Control Desk fournit toutes les fonctions nécessaires pour le contrôle, l'accompagnement et l'automatisation des essais en temps réel. Avec ce logiciel nous pouvons modifier les paramètres du régulateur des algorithmes d'identification et de commande en temps réel sans la nécessité de compiler le code source qui est produit par le RTI à chaque modification. De plus, nous pouvons sauvegarder les signaux qui représentent les variables électriques du système et les exporter vers l'environnement Matlab.

Des modifications de l'interface de contrôle peuvent être effectuées en temps réel, même quand le système est en fonctionnement. Il existe aussi la possibilité de bloquer l'autorisation de l'utilisateur à certains paramètres de commande de l'interface en garantissant ainsi une sécurité aux essais expérimentaux.

II.11 Le Filtre actif à structure tension :

Il est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension, relié au réseau par une inductance triphasé L_f de valeur réglable .L'onduleur de tension Figure (II.38) est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs du type IGBT, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les drivers SKHI22 qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de 15V. Les signaux de commande des drivers (les ordres de commutation) sont de type C-MOS (0-15V). En cas d'une faute d'alimentation ou d'une erreur des signaux de commande, les drivers sont bloqués et un signal d'erreur est généré.



Figure (II .38) Vue de l'onduleur de tension SEMİKRON

Les modules de puissance SKM50GB123D qui contiennent les interrupteurs IGBT's sont protégés contre des surtensions grâce à une résistance de "grille". L'objectif de la résistance de grille R_g est de limiter la vitesse d'établissement du courant, évitant ainsi les surtensions induites par l'inductance parasites (câbles). Le choix d'une valeur importante de R_g a comme effet la protection des IGBT's contre les surtensions à l'ouverture dans le cas d'un court circuit, en contre partie cela augmente les pertes de commutation. Le driver SKHI22 est capable de détecter un court circuit en approximativement $4\mu s$. L'IGBT peut supporter un courant de court circuit de 10 fois la valeur de courant maximale ($10 \times 50A$), avec une tension de (1200V), pendant $10\mu s$. Avec l'objectif d'éviter un court circuit direct au moment d'une ouverture et d'une fermeture des IGBT's complémentaires d'un même bras de l'onduleur, un "temps mort" est géré par les drivers de commande. Pendant le temps mort, les signaux de commande de driver n'exercent aucune commande sur l'état des IGBTs. L'onduleur du montage didactique SEMİKRON possède un temps mort de $T_{dt} = 6\mu s$.

II .12 . La carte analogique à hystérésis

Avant que nous présentions la validation expérimentale des résultats de simulation obtenus pour la commande à hystérésis, nous allons alors présenter la deuxième partie de la commande, le contrôleur de courant analogique qui comparera les courants de référence obtenus en sortie du système dSPACE avec les courants produits par le filtre actif afin de générer les ordres de commande d'onduleur. La figure (II.39), présente la photographie de la carte analogique intégrant la commande par hystérésis. Nous avons conçu et réalisé cette carte au sein du laboratoire LGEB. Elle est réalisée par des amplificateurs opérationnels de type LF 356 et des portes logiques CMOS

Cette partie expérimentale, le comparateur à hystérésis, ne peut pas être implanté numériquement avec précision suffisante sur la carte DS1104 compte tenu de la période d'échantillonnage minimale limitée à 30 μ s. Pour cela, nous avons également choisi de réaliser analogiquement cette commande en raison des performances temps réels attendues.



Figure (II.39) La photographie de la carte analogique

La figure (II.40) présente le synoptique du circuit analogique qui réalise le comparateur à hystérésis

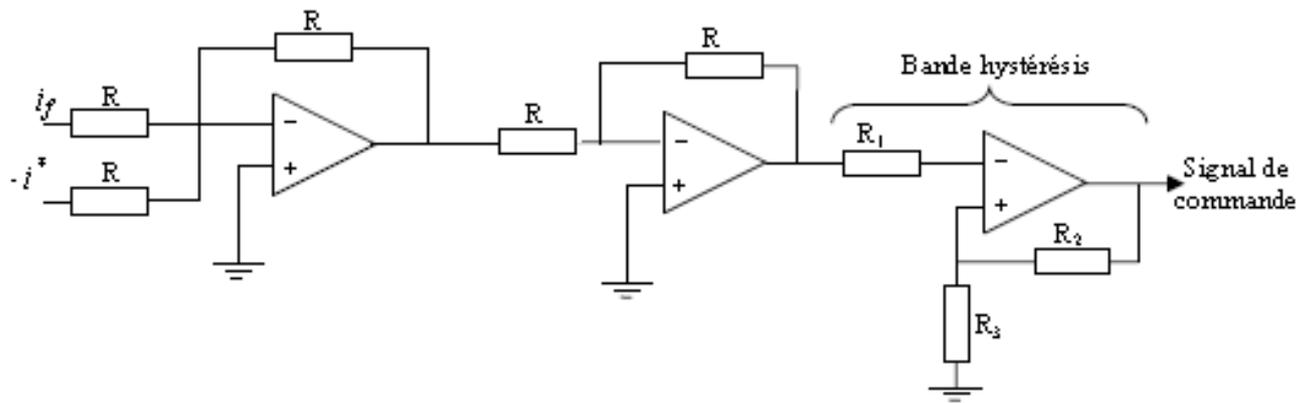


Figure.(II. 40) Schéma synoptique du Comparateur à Hystérésis

Comme le montre le synoptique précédent, pour chaque phase on compare d'abord le courant de référence i_{ref} au courant injecté par le filtre actif i_f . Ensuite le signal obtenu est comparé avec la bande hystérésis afin de produire les ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur.

Les courants des trois phases du FAP triphasé sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs, comme l'illustre la figure (II. 41) :

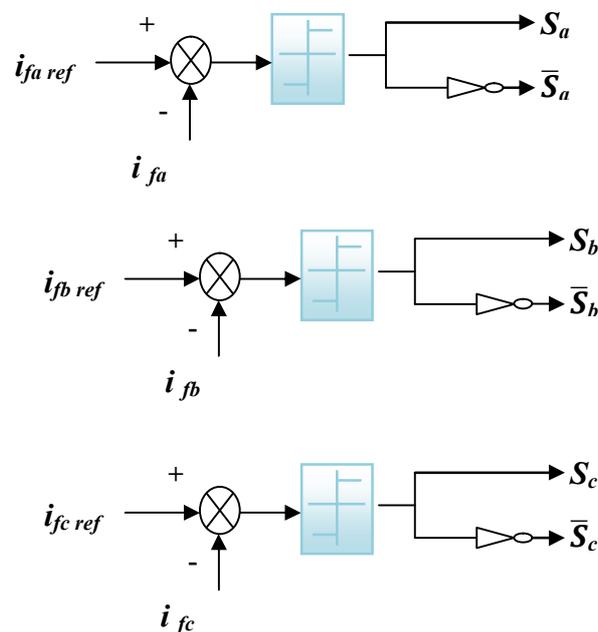


Figure.(II.41). Contrôle des trois phases par hystérésis

En pratique et pour commander les interrupteurs d'un même bras de façon complémentaire, on a utilisé sur la carte analogique des portes logique de la famille CMOS 4000 pour commander l'interrupteur du haut et l'interrupteur du bas. Le driver utilisé permet

d'éviter tout court circuit entre deux interrupteurs d'un même bras d'onduleur tout en respectant un temps mort.

II .13.Les étapes d'implémentation dans la carte dSPACE

Dans cette section, nous allons tout d'abord présenter 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 dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via ControlDesk Layout) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés.

Pour la carte analogique, nous avons besoin a priori de trois capteurs pour mesurer les trois courants du filtre. Dix capteurs seraient donc théoriquement nécessaires pour notre commande. Sachant que nous avons un montage 3 fils et un système équilibré de tensions, on a donc les relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{la} + I_{lb} + I_{lc} = 0 \\ I_{fa} + I_{fb} + I_{fc} = 0 \\ v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Ainsi, afin de réduire le nombre des capteurs, on peut donc générer le troisième terme (phase à partir des deux premiers termes (phase a et phase b), comme suit :

$$\begin{cases} I_{lc} = -(I_{lb} + I_{la}) \\ I_{fc} = -(I_{fb} + I_{fa}) \\ v_{cc} = -(v_{cb} + v_{ca}) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

II.14 Résultats expérimentaux

Nous avons conduit des expérimentations dans une configuration quasiment identique à celle des simulations présentées ci-dessus.

Le réseau électrique est caractérisé par :

- Une source de tension maximale $V_{s1} = V_{s2} = V_{s3} = 120 \text{ V}$, la puissance apparente est de 500 VA , la fréquence vaut 50 Hz .
- la charge polluante formée par un pont de graetz à diodes alimentant une charge RL de valeurs $R_{ch} = 45\Omega$, $L_{ch} = 1.3 \text{ mH}$.

Le Filtre actif parallèle à structure tension. Il est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension, relié au réseau par une inductance triphasé L_f de valeur de 3mH . Les interrupteurs de l'onduleur sont formés par des transistors IGBTs Ces drivers incluent des éléments de protection des composants de puissance et de gestion des temps morts. Deux condensateurs de $2200\mu\text{F}$ mis en série sont connectés du côté continu de l'onduleur.

Dans cette partie, nous présentons tout d'abord deux essais préliminaires, destinés à tester le bon fonctionnement de la carte analogique et les performances de l'hystérésis analogique. Ils sont destinés à s'assurer que la commande hystérésis réalisée est capable de générer les courants de référence souhaités, en régime sinusoïdal, puis harmonique. Le premier essai est réalisé sans le réseau et la charge. Dans ce cas, le système dSPACE sert uniquement à la génération de trois références sinusoïdales de courant pour le filtre actif débitant dans trois inductances couplées en étoile. Le deuxième essai est réalisé avec le réseau et la charge afin d'imposer les références harmoniques de courant du système réel. Lors de cet essai, le filtre n'est pas connecté au réseau mais débite également dans trois inductances couplées en étoile.

II .14.1 Premier essai :

Le montage expérimental est présenté à la figure (II.41) , il est constitué de l'onduleur triphasé, d'une inductance triphasée L_f , et d'une source de tension continue V_{DC}

Dans cet essai, trois courants sinusoïdaux générés par le système dSPACE sont utilisés comme courants de référence $i_{a \text{ ref}}$, $i_{b \text{ ref}}$ et $i_{c \text{ ref}}$. Les résultats expérimentaux que nous avons

obtenus dans cet essai montrent que les courants fournis par l'onduleur suivent effectivement leurs références le cas de la phase c, Figure(II-42). Les courants des phases (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc}) ayant des formes d'ondes similaires

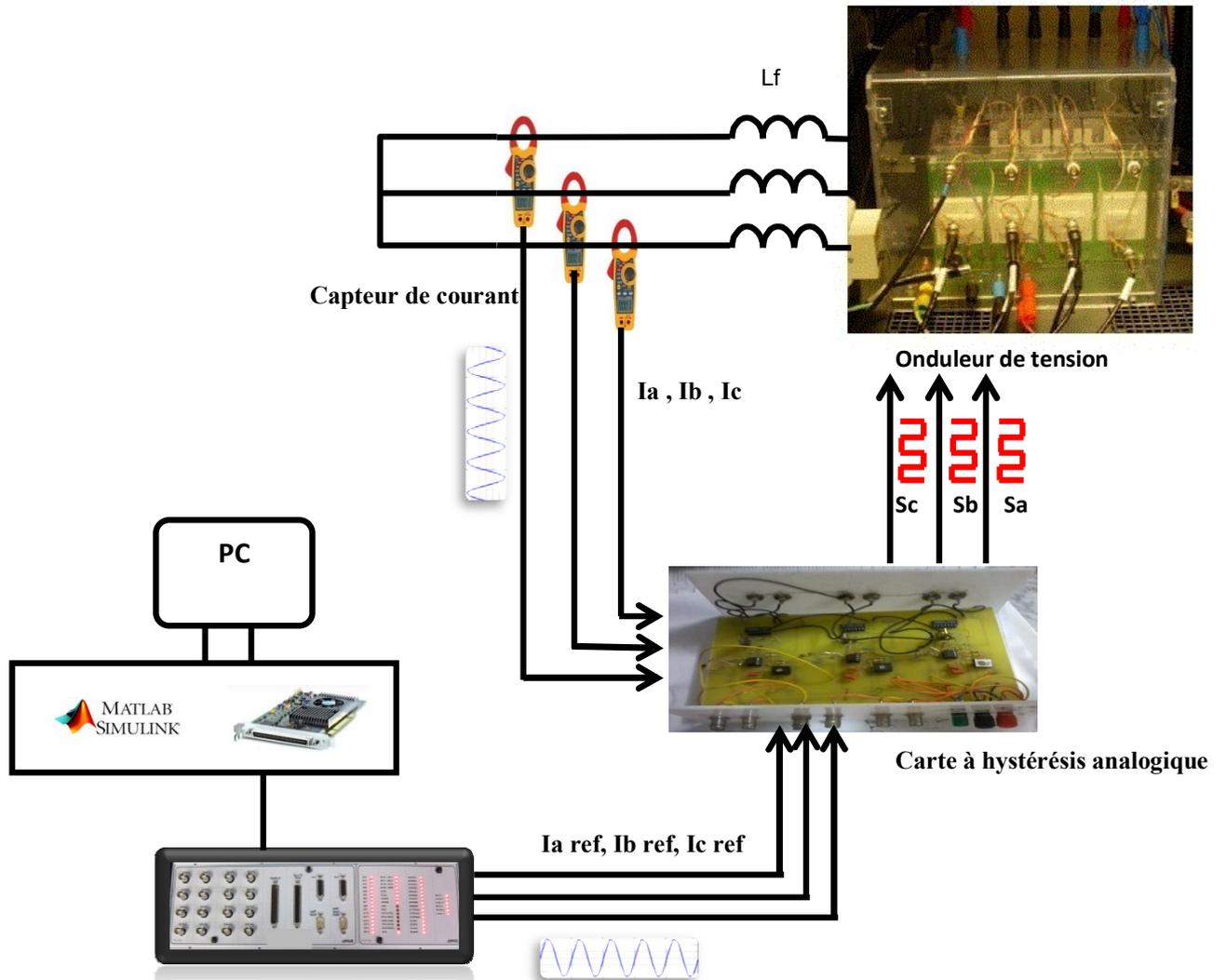


Figure (II.41) : Montage expérimentale du 1^{er} essai

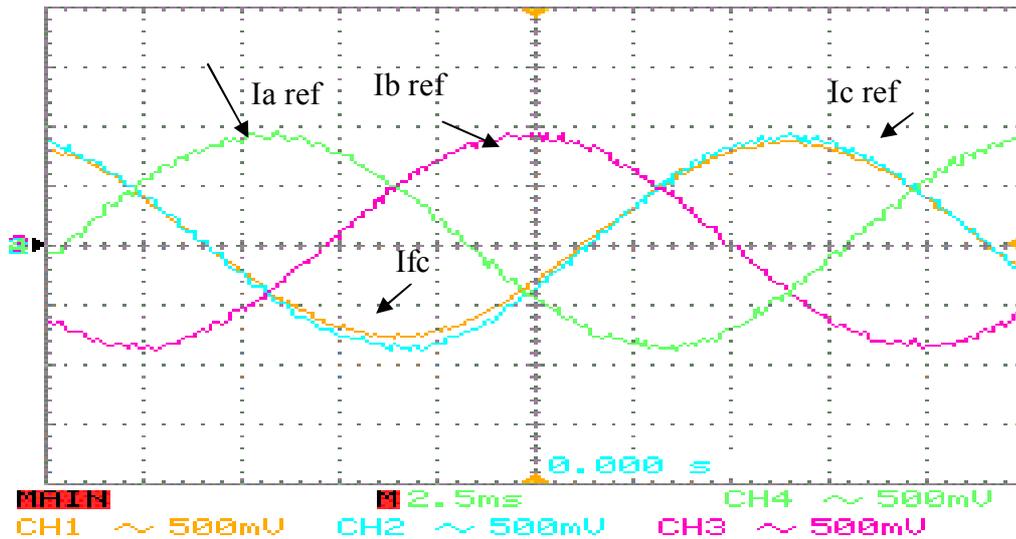


Figure (II.42) : Résultat expérimental : Les courants de référence ($i_{a\ ref}$, $i_{b\ ref}$, $i_{c\ ref}$) générés par dSPACE et le courant de l'onduleur i_{fc}

De plus nous avons montré dans cet essai la bande d'hystérésis de la carte analogique Figure (II.43) ainsi que les impulsions des trois interrupteurs supérieurs des trois bras de l'onduleur (S_a , S_b , S_c), que chaque période de fonctionnement contient un tiers (1/3) où les interrupteurs ne changent pas d'état, ceci étant surtout visible dans les Figures (II.44. (a) , (b)).

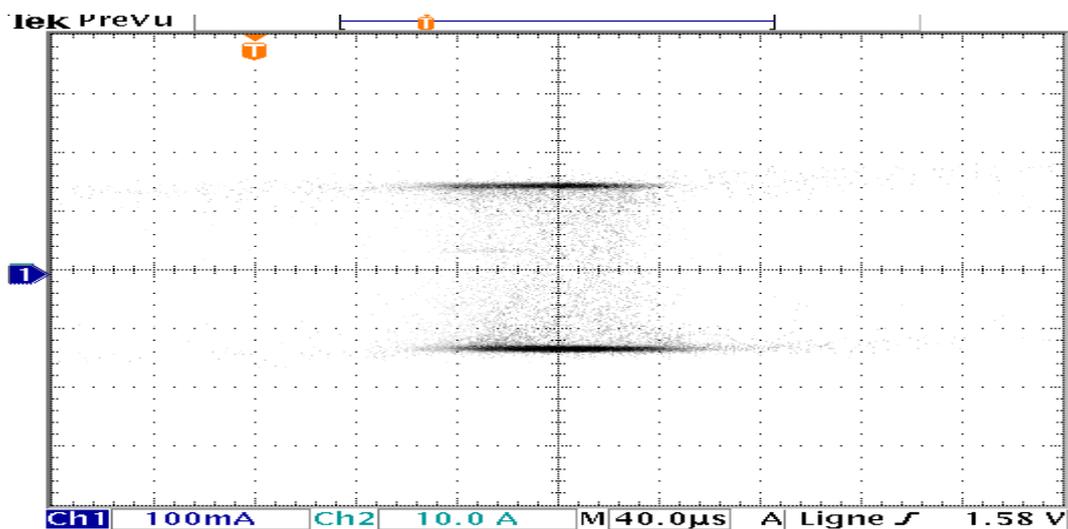
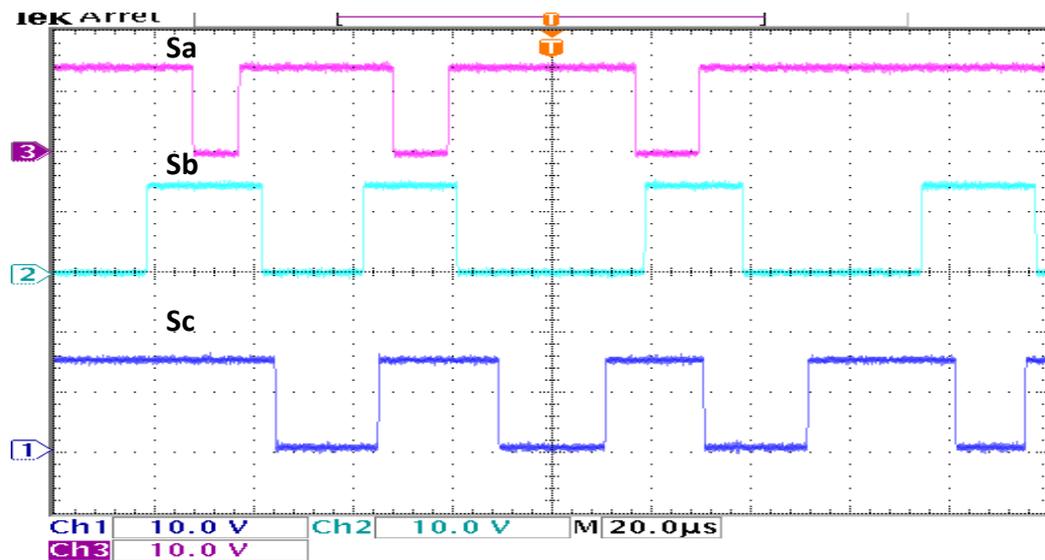
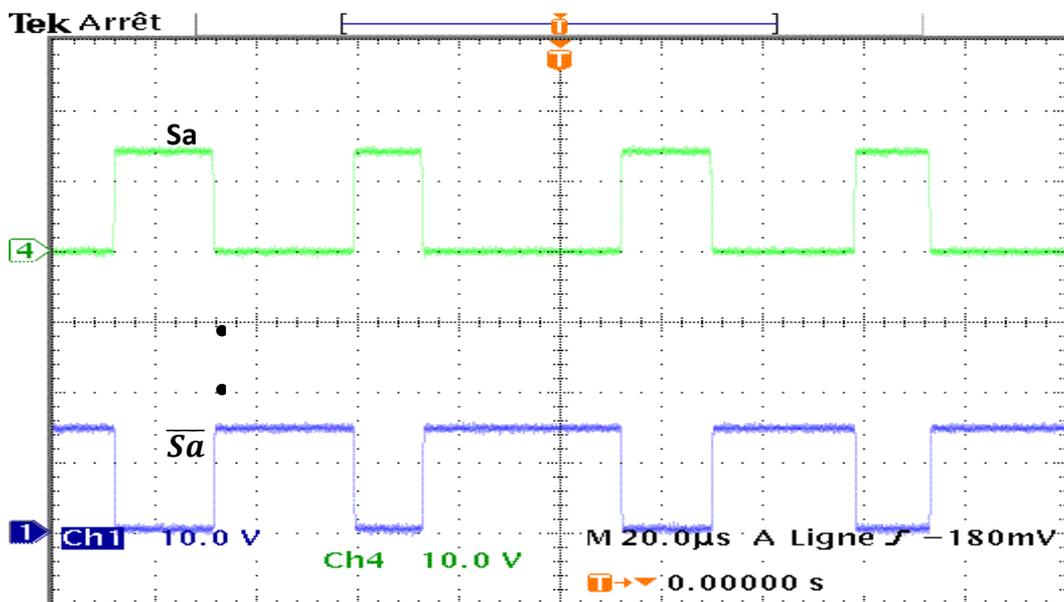


Figure (II.43) La bande d'Hystérésis



a)



b)

Figure (II .44) Les Signaux de commande à la sortie de comparateur à Hystérésis :

- a) Impulsions des 3 interrupteurs supérieurs de l'onduleur. (3). Sa (2) Sb (1) Sc
- b) Impulsions d'un même bras de l'onduleur (4). Sa . (1) \overline{Sa}

II.14.2 Deuxième essai :

Le dispositif expérimental mis en œuvre dans le second essai est représenté dans la figure (II-45). Dans cet essai l'onduleur n'est pas encore connecté au réseau il débite toujours dans trois inductances couplées en étoile.

Pour réaliser cet essai, nous avons généré les trois courants de référence par le système dSPACE en appliquant la méthode d'identification des puissances instantanées, avec le filtre

FMV d'extractions de la fondamentale, présentée précédents. Cet essai ne met pas en œuvre la régulation de tension du bus continu du filtre. L'objectif de cette étape est de s'assurer que la commande analogique réalisée permet au filtre actif de reproduire fidèlement les courants de référence. Cela est bien vérifié par les figures (II.46) et (II. 47) où l'on peut observer que les courants produits par le filtre suivent bien leurs références respectives.

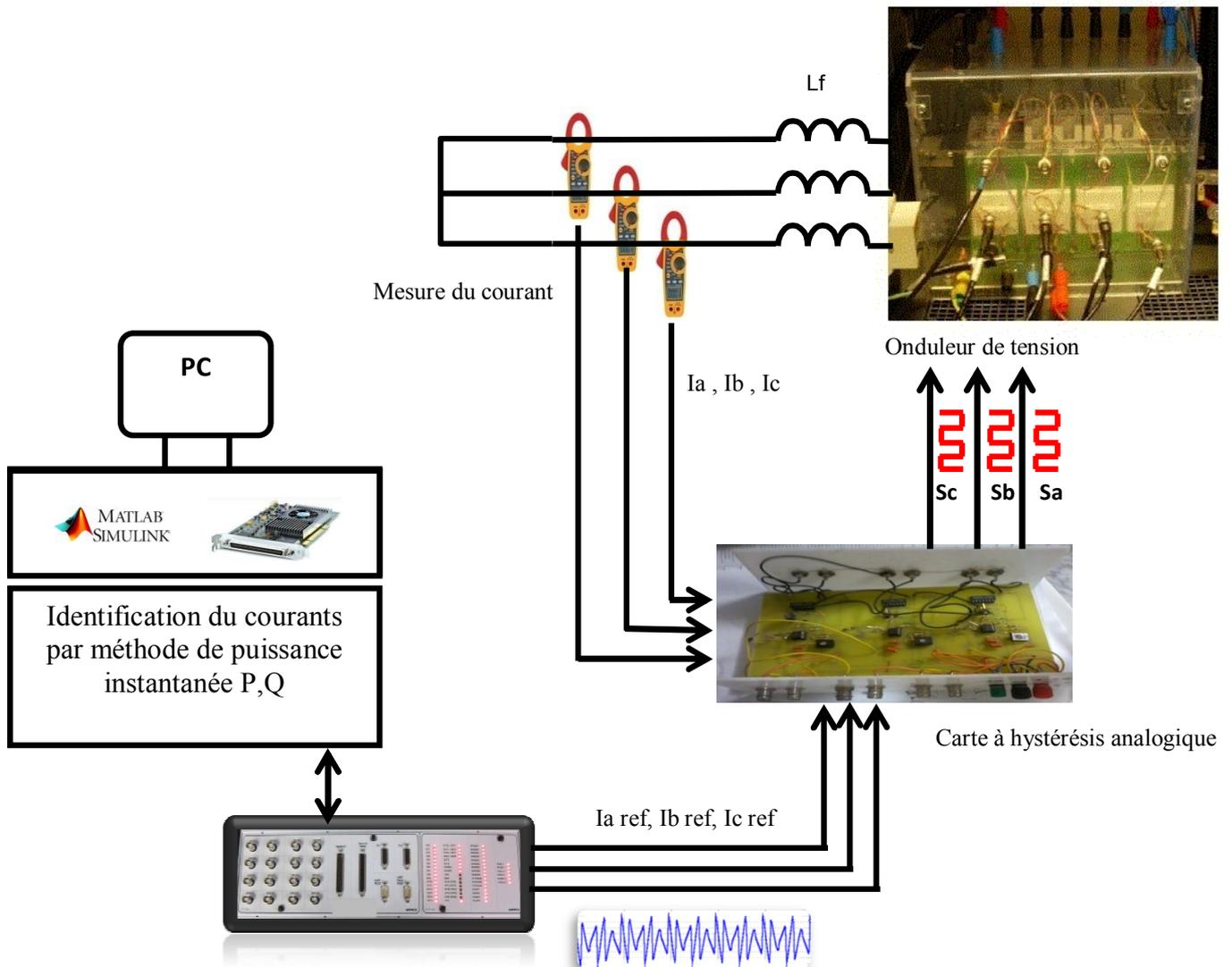


Figure (II.45) L'essai de validation expérimentale de la carte analogique à Hystérésis

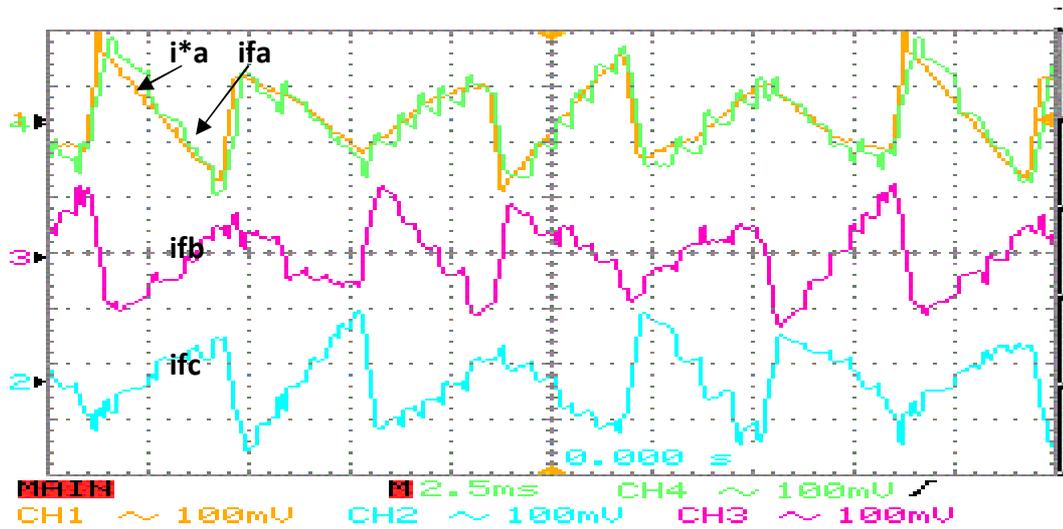


Figure (II.46) Les trois courants de filtre actif et le courant de référence de la phase générés par le système dSPACE

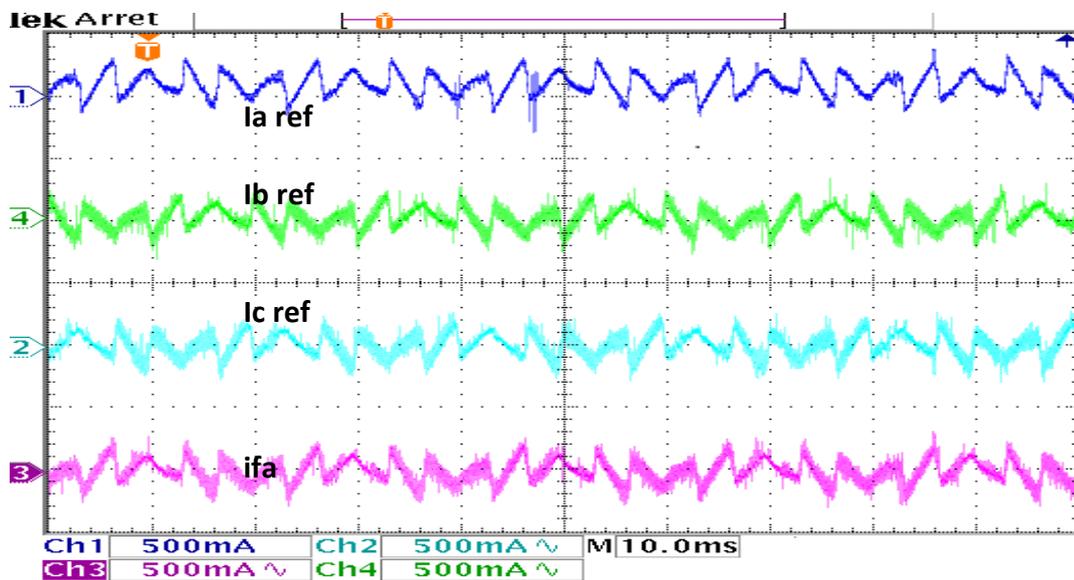


Figure (II.47) Les trois courants de référence générés par le système dSPACE et le courant de l'onduleur

D'après les résultats expérimentaux que nous avons obtenus lors des deux essais expérimentaux démontrent le bon comportement du filtre (l'onduleur). Les courants fournis par l'onduleur suivent bien leurs références, ce qui nous permet de travailler avec plus d'assurance, lors des prochains essais sur le système complet.

II.14.3 Troisième essai :

Nous présentons ici les résultats expérimentaux du principal essai qui met en œuvre le système complet, incluant alors la régulation de tension du bus continu du filtre comme illustré dans la figure (II .48) Ainsi, nous présentons la procédure de mise en marche du filtre actif pour la compensation des courants harmoniques de la charge polluante.

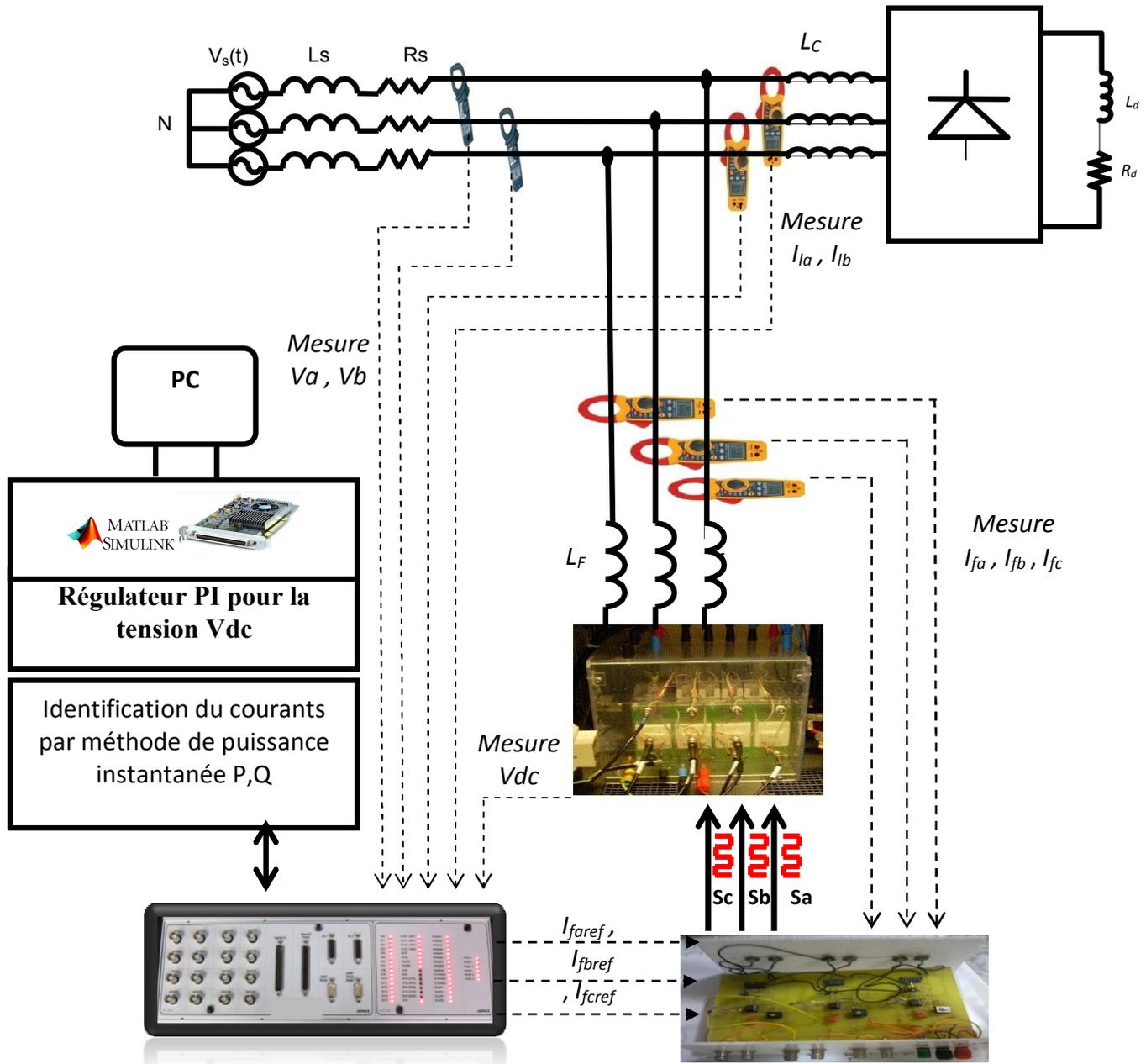


Figure (II.48) Schéma global du banc expérimental du FAP

II .15 Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif

La Figure.(II.49) représente le courant de source de la première phase (i_{sa}) et son analyse spectrale avant la mise en marche du FAP.

L'analyse spectrale montre bien la présence des harmoniques d'ordre impaire, ceci est confirmé par le spectre de i_{sa} Figure (II.49) représentant les premiers harmoniques les plus significatifs, le THD est de 26.%. la figure (II.50) présente le déphasage entre les deux système du courant et de tension ce qui induit une puissance réactive.

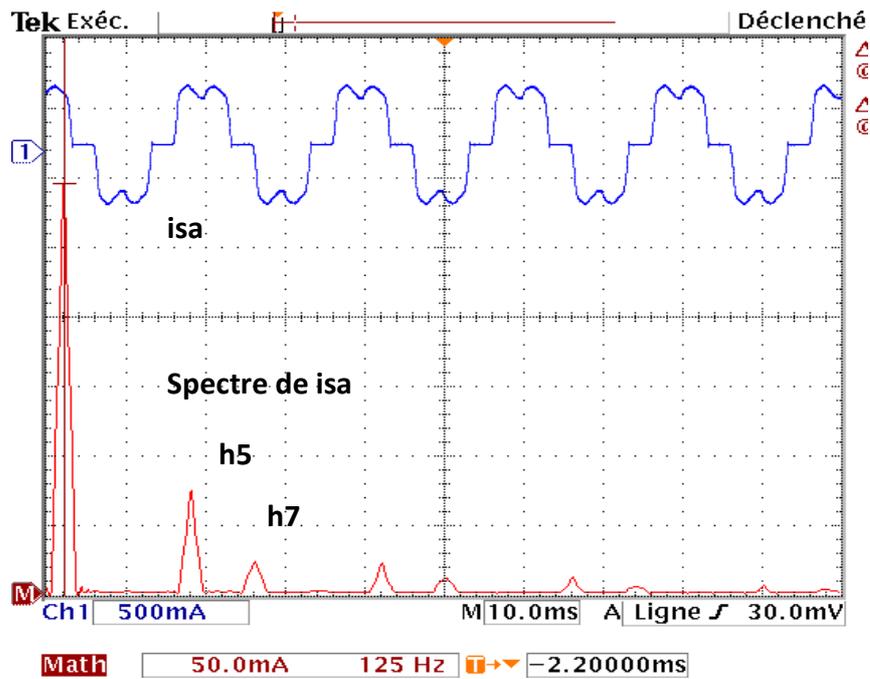


Figure (II.49) : Courant de la source et son spectre harmonique avant filtrage

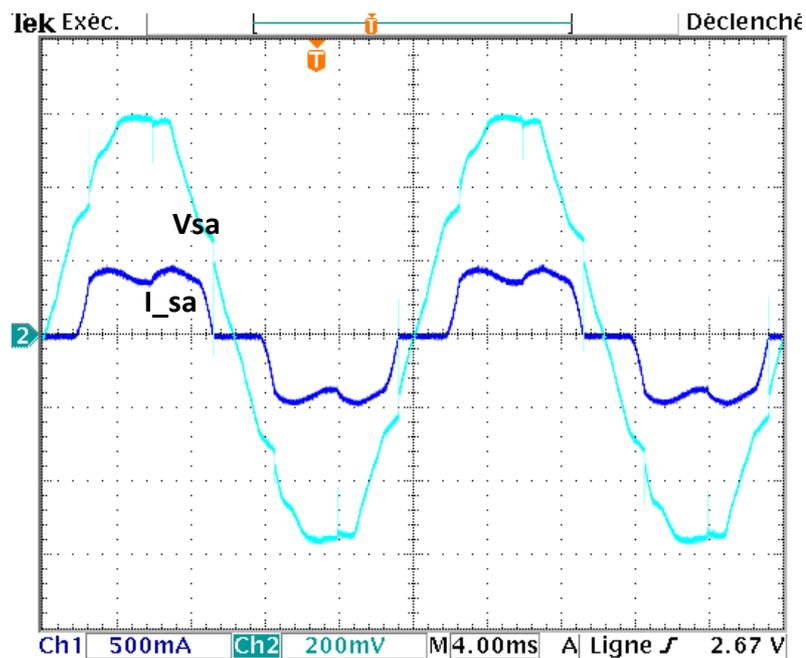


Figure (II.50) Le courant i_{sa} et la tension V_{sa} de la source avant filtrage

II .16 Raccordement du filtre actif parallèle.

Dans cette section en mise le filtre actif en marche c-à -d le filtre actif est en parallèle avec la charge non linéaire et le réseau sous une tension de $V_s=120V$, et bande d'hystérésis de 0.2 A pour le carte analogique à Hystérésis qui représentent une meilleur qualité d'énergie mais aussi les limites imposées par l'implémentation en temps réel

Les figures (II.51), (II.52) et (II .53) représentent les performances du filtre actif de puissance sur le banc de test expérimental

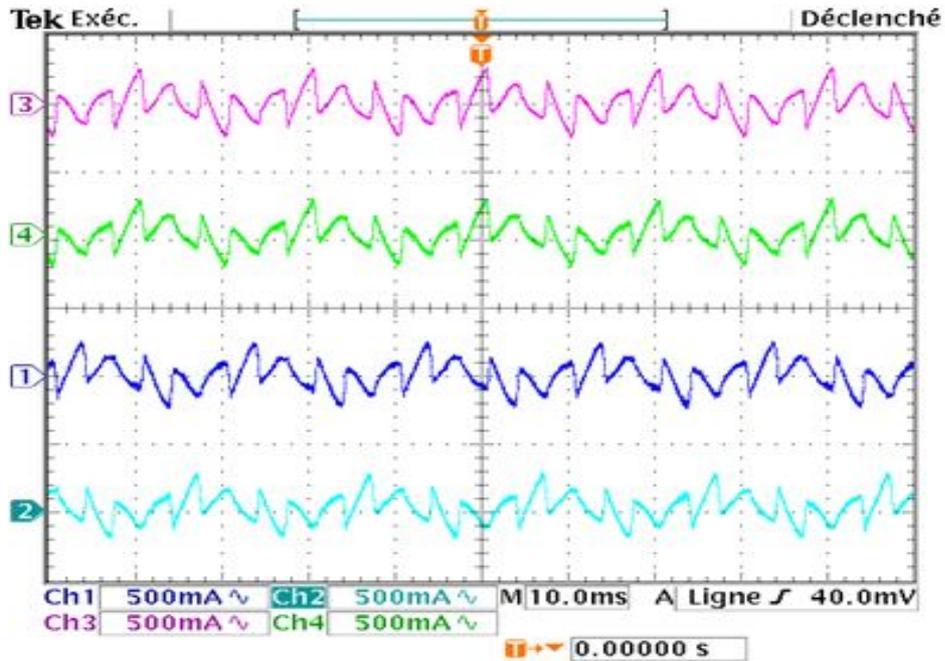


Figure (II . 51) Résultat expérimental du FAP : Trois Courants harmoniques $i_{f_{a,b,c}}$ (A) et i_{f_a} (A) de référence Ch1, Ch2,Ch3,Ch4 scale: 5A/div; time scale: 10 ms/div.

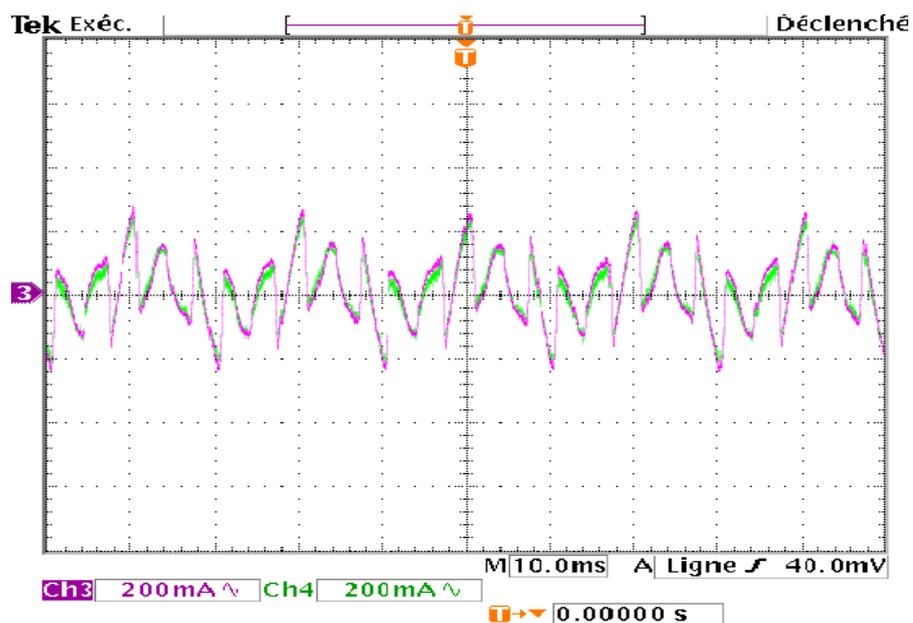


Figure (II . 52) Résultat expérimental du FAP : Courant harmonique i_f (A) et I_f (A) de référence Ch3 scale: 5A/div; time scale: 10 ms/div.

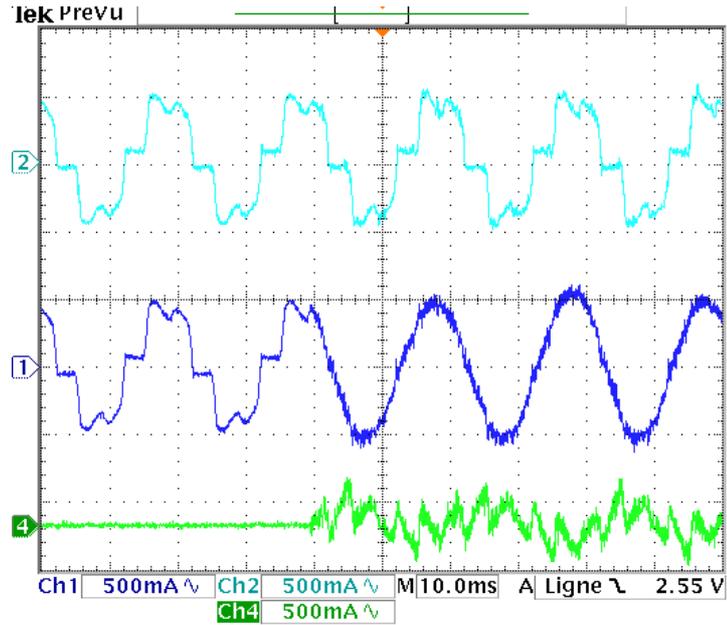


Figure (II . 53) Résultat expérimental du FAP avant et après filtrage : Courant de charge (A), Courant de source i_S (A), Courant harmonique i_F (A) Ch2 , Ch4, Ch1 scale: 5A/div; time scale: 10 ms/div.

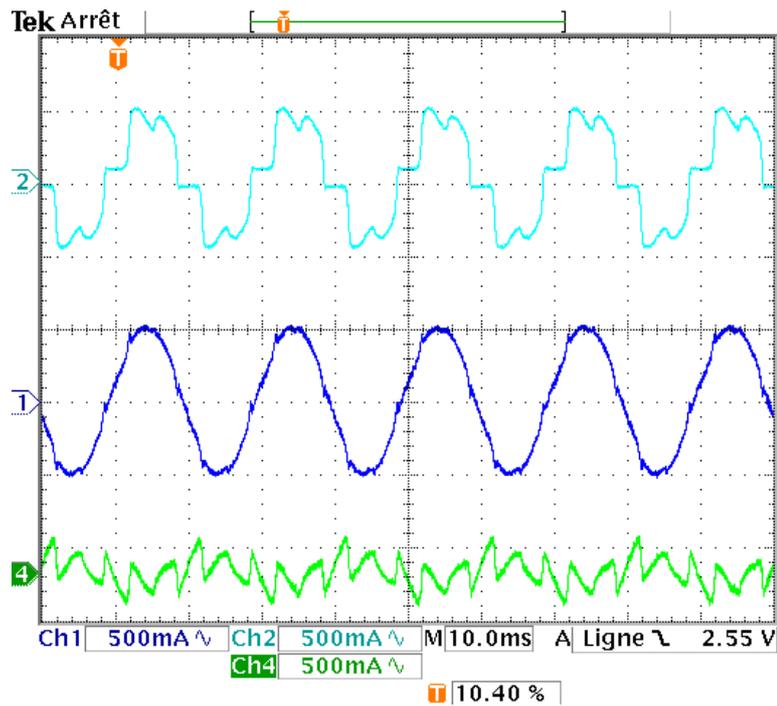


Figure (II . 54) Résultat expérimental du FAP après filtrage : Courant de charge (A), Courant de source i_S (A), Courant harmonique i_F (A) Ch2 , Ch4, Ch1 scale: 5A/div; time scale: 10 ms/div.

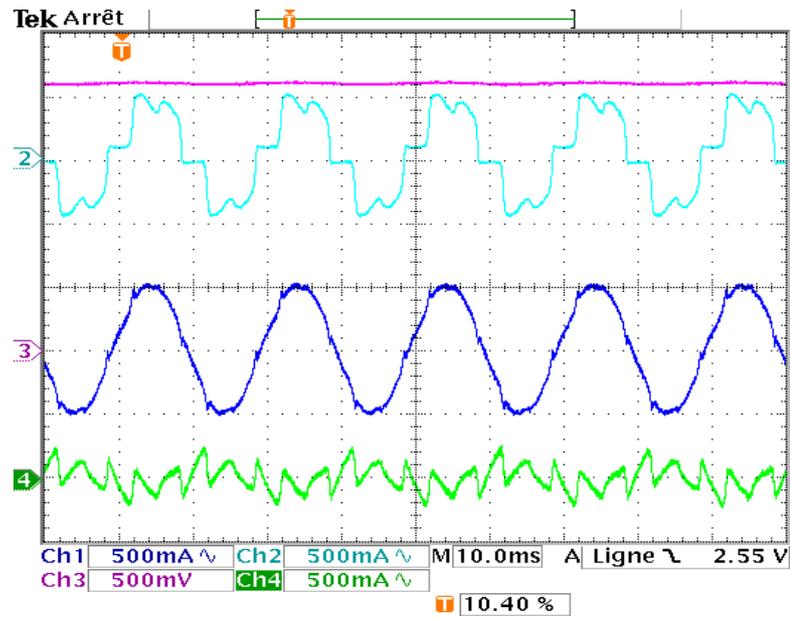


Figure (II . 55) Résultat expérimental du FAP après filtrage : La tension V_{dc} (V) et courant de charge i_l (A) Courant de source i_s (A), Courant harmonique i_f (A), Ch2 et Ch 4 et Ch1 scale: 5A /div; Ch3 scale:100 V/div; time scale: 10 ms/div.

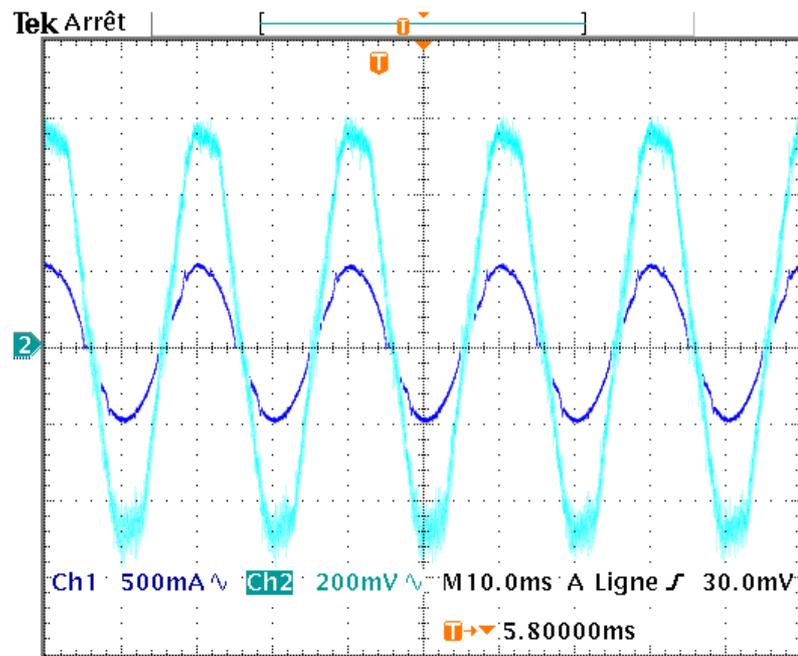


Figure (II . 56) Résultat expérimental du FAP après filtrage : Courant de source i_s (A), Avec la tension V_s (V) Ch2 scale: 40 V/div; Ch3 scale: 100 V/div; time scale: 10 ms/div.

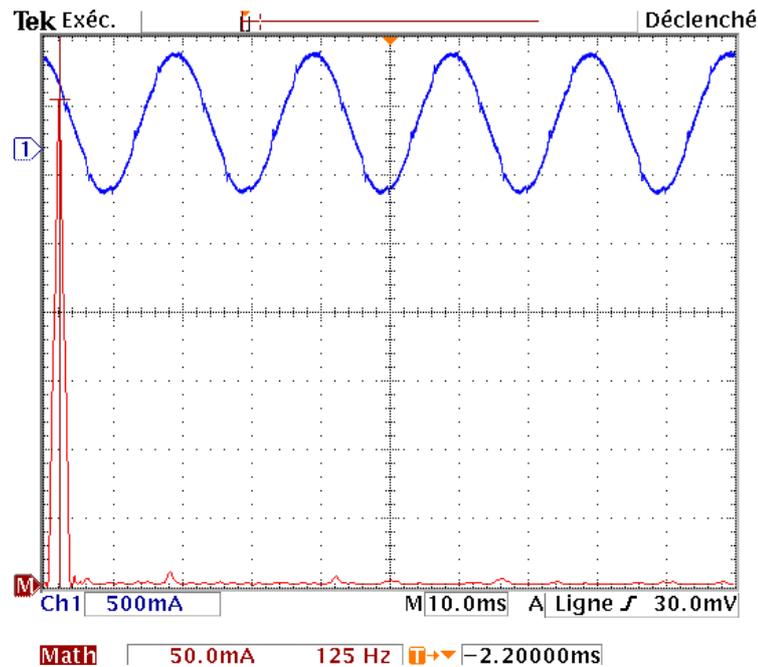


Figure (II.57) courant de la source et son spectre harmonique après filtrage

La figure (II.51) donne l'allure des trois courants harmoniques de référence obtenue par la méthode de puissance instantanée et la figure (II.52) montre que les courants harmonique de filtre mesurés suivent bien leurs références en amplitude et en phase.

A l'instant $t=0.4$ s en mise le FAP en marche , D'après la figure (II.53), nous remarquons que les courants de phase devient sinusoïdal . Par ailleurs, la tension et le courant de première phase est pratiquement en phase, ce qui garantit un facteur de puissance quasiment unitaire.

Le THD du courant de source est calculé sur les 25 premiers harmoniques. Il passe de 27% avant le filtrage à 3,5% après filtrage, comme illustré dans la Figure (II.57)

De figure (II.57), il apparaît bien que les harmoniques cinq, sept et onze sont nuls et les autres harmoniques admettent de faibles amplitudes par rapport au fondamental ce qui implique une correction de la facteur de puissance et compensation d'énergie réactive

II .17 .Réponse du filtre actif aux variations de la charge et de la tension du bus continu

Afin de prouver la réponse dynamique du régulateur à une condition transitoire, la résistance côté DC de la charge est passée de R à $R / 2$ à 0.056s. Il est clair à partir des résultats de la Figure.(II.58) que nous obtenons, pour le régulateur PI, des moins performances transitoires du courant de la source, et une grande dépassement au niveau de la tension aux bornes du bus continu d'une valeur de 25% Vdc figure (II.59). Le courant de la source conserve sa forme d'onde sinusoïdale.

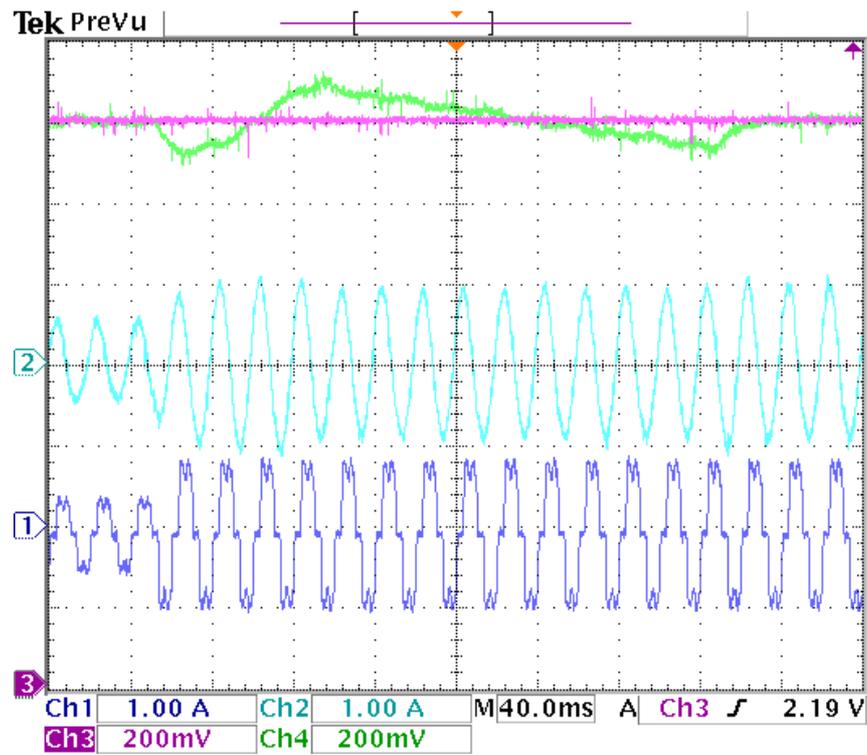


Figure (II.58) Résultat expérimental du FAP lors de la variation de la charge : DC voltage V_{dc} (V) et DC référence voltage V^* (V), Ch3 et Ch4 scale: 100V/div. Courant de source I_s (A) et Courant de charge i_L (A)
Time Ch1 et Ch2 scale :5A/div scale: 40 ms/div.

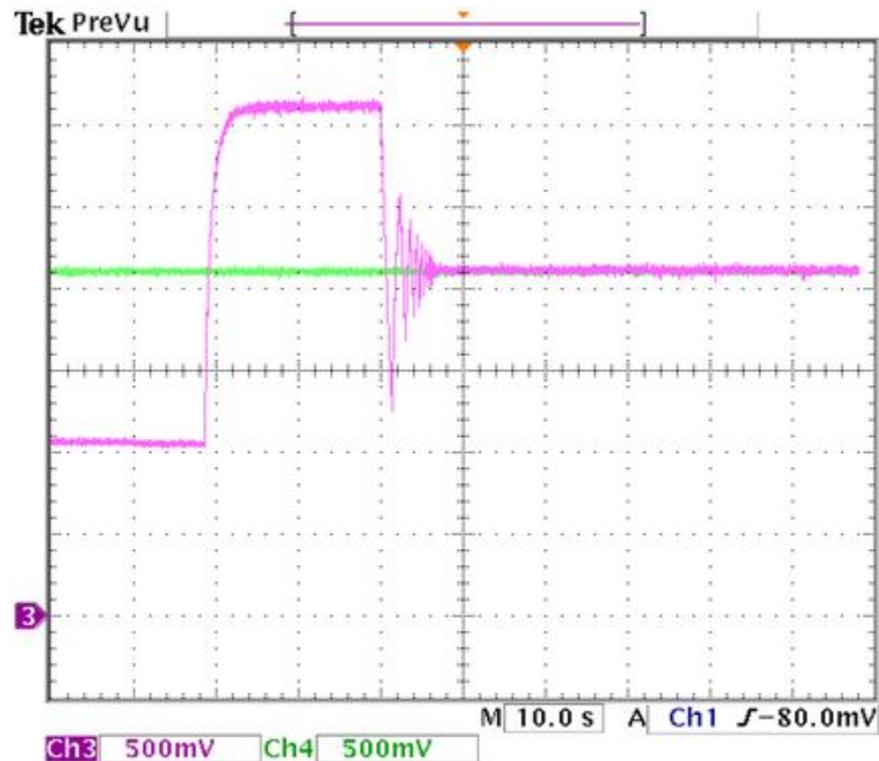


Figure (II-59) Résultat expérimental du FAP : tension V_{dc} (V) et tension de référence V_{ref} (V), Ch3 et Ch4 scale: 100V/div. Time scale: 10 s/div.

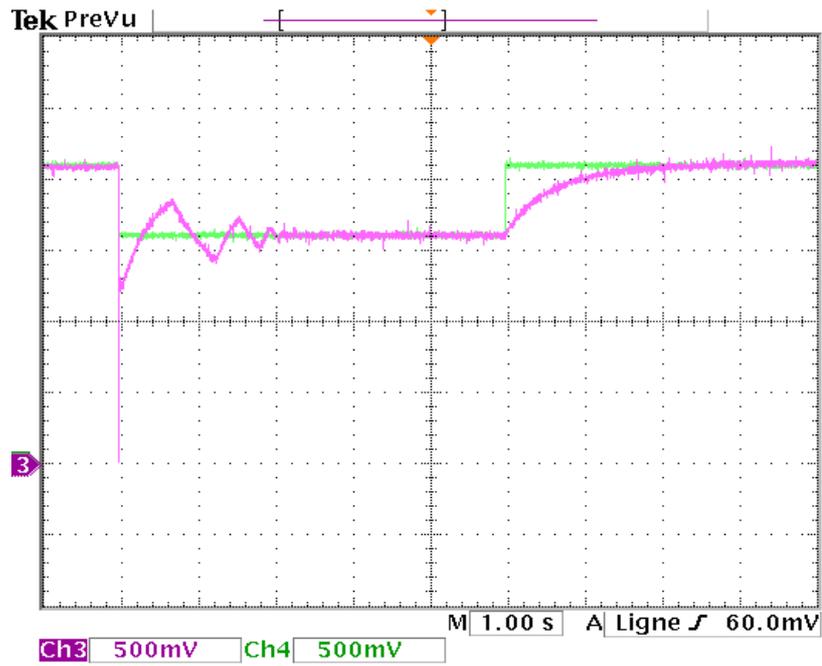


Figure (II.60). La tension V_{dc} (V) et La référence $V_{dc\ ref}$ (V) lors d'une double variation de la référence Ch1 et Ch3 scale: 100 V/div. Time scale: 1 s/div.

Enfin, pour confirmer l'efficacité de la commande proposée, un double changement de la référence est indiquée 420-320 et 420V. On peut noter que, après une réponse transitoire un peut lent, la tension continue suit sa référence, ainsi il y a de dépassement de 25% V_{dc} La figure (II.60) montre les résultats correspondants de l'expérimentation.

II.18 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la faisabilité topologies directe pour la commande du filtre actif parallèle avec des régulateurs linéaires basés sur les différentes méthodes d'identification des harmoniques et dans différents repère de commande de l'onduleur.

La structure directe pour la commande du filtre actif parallèle, l'étude et le dimensionnement des éléments du schéma global du montage expérimental développé dans notre laboratoire LGEB est exploitée pour l'application des différentes méthodes de commandes.

Une description détaillée des différentes parties du système, la mise on œuvre de la carte analogique à hystérésis pour la comparaison des courants des références généré par la carte dSPACE après l'application de la méthode d'identification des courants harmoniques par la méthode de puissance instantanée qui utilisé un FMV au lieu de filtres classiques, pour commandée l'onduleur de tension et pour tester les performances, nous avons observé que le courant mesuré produit par le filtre suive effectivement ses références.

Ensuite nous avons étudié le système global du FAP et mise en marche, qui prélève des courants sinusoïdaux sur le réseau et fonctionne avec un facteur de puissance proche de l'unité, après un test d'une variation de la charge pour montré la robustesse de la commande linéaire, mais malheureusement nous avons observé que la réponse de la tension d'entrée de l'onduleur dépasse sa référence de 25 % et avec un temps de réponse un peut lent, pour remédier à ce problème, le chapitre suivant sera réservé à l'utilisation de commande non linéaire.

III.1 Introduction :

La méthode de commande par backstepping est relativement récente dans la théorie de commande des systèmes non-linéaires. La technique du backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspirée par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovii et Sussmann(1989) d'autre part. Il s'agit d'une technique de commande pour les systèmes non-linéaires permettant d'une manière séquentielle et systématique de construire des fonctions de Lyapunov stabilisantes [33][34][35] Pour qu'elle puisse être appliquée, le backstepping est moins restrictif et n'oblige pas le système à être linéaire.

L'idée fondamentale du backstepping est de synthétiser la loi de commande d'une manière récursive. Certaines composantes du vecteur d'état seraient considérées comme des «commandes virtuelles» et des lois de commande intermédiaires vont être élaborées.

Le backstepping s'applique aux systèmes non linéaires triangulaires standard (*strict-feedback systems*).

III.1.1 Principe de la commande par Backsteping

On considère le système non-linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) u ; f(0) = 0 \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$: Vecteur d'état ;

u : La commande ou l'entrée du système ;

$h(x)$: Fonction analytique de x ;

y : La sortie du système ;

f, g : Champs des vecteurs supposés infiniment différentiables ;

Pour pouvoir écrire le système sous la forme « strict feedback », on applique un changement de variable, le système (III.1) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\varphi}_1 = \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 = \varphi_3 \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_{i-1} = \varphi_i \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_{n-1} = \varphi_n \\ \dot{\varphi}_n = u \\ y = \varphi_1 \end{array} \right. \quad (\text{III. 2})$$

Avec :

$\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n]$: Le nouveau vecteur d'état.

Le but de ce changement de variable est de trouver pour la première équation du système (III.2), une commande appelée virtuelle par l'intermédiaire de la variable φ_2 , celle-là est commandée par φ_3 , jusqu'à la dernière équation, le système global est commandée par la commande u , cette procédure est expliquée étape par étape par la suite [32][36] :

Etape 1 :

Il faut que le système puisse suivre une trajectoire donnée. Cela correspond à faire la conception d'un contrôleur de poursuite. L'erreur entre la sortie y et sa référence y^* est définie par:

$$Z_1 = y^* - y = y^* - \varphi_1 \quad (\text{III.3})$$

La dérivée de cette erreur est :

$$\dot{Z}_1 = \dot{y}^* - \dot{y} = \dot{y}^* - \varphi_2 \quad (\text{III.4})$$

On choisit la première fonction de Lyapunov comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{III.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{y}^* - \varphi_2) \quad (\text{III.6})$$

Pour que la première variable converge vers sa référence, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, pour cela on choisit :

$$\dot{y}^* - \varphi_2 = -k_1 z_1 \quad (\text{III.7})$$

Où $k_1 > 0$ est un coefficient positif

A partir de la relation (III.7) on peut trouver :

$$\varphi_2 = \dot{y}^* + k_1 z_1 \quad (\text{III.8})$$

L'équation précédente indique la valeur que doit prendre l'état φ_2 pour que la fonction de Lyapunov soit stable. Cependant, il est impossible d'agir directement sur l'état φ_2 . la notation φ_2^* sera donc utilisée pour indiquer la valeur souhaitée (de référence) de l'état. La valeur souhaitée obtenue de l'état est donnée par :

$$\varphi_2^* = \dot{y}^* + k_1 z_1 \quad (\text{III.9})$$

Etape 2 : Il n'est pas possible d'agir directement sur l'état φ_2 , il est donc peu probable que cet état suive exactement son trajectoire, c'est pourquoi un autre terme d'erreur est introduit :

$$z_2 = \varphi_2^* - \varphi_2 = \dot{y}^* + k_1 z_1 - \varphi_2 \quad (\text{III.10})$$

Sa dérivée est alors :

$$\dot{z}_2 = \ddot{y}^* + k_1 \dot{z}_1 - \dot{\varphi}_2 \quad (\text{III.11})$$

A partir de (III.4) et (III.10), on trouve :

$$\dot{z}_1 = \dot{y}^* - \varphi_2 = z_2 - k_1 z_1 \quad (\text{III.12})$$

Remplaçant (III.12) dans (III.11), on trouve :

$$\dot{z}_2 = \ddot{y}^* + k_1(z_2 - k_1 z_1) - \dot{\varphi}_2 \quad (\text{III.13})$$

La fonction de Lyapunov, cette fois-ci, est augmentée d'un autre terme qui vient prendre en considération l'erreur possible sur l'état φ_2 . La nouvelle fonction candidate, est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2}(Z_1^2 + Z_2^2) \quad (\text{III.14})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_2 = Z_1 \dot{Z}_1 + Z_2 \dot{Z}_2 \quad (\text{III.15})$$

$$= Z_1(Z_2 - k_1 Z_1) + Z_2[\dot{y}^* + k_1 Z_2 - k_1^2 Z_1 - \dot{\varphi}_2] \quad (\text{III.16})$$

$$= -k_1 Z_1^2 + Z_2[Z_1(1 - k_1^2) - k_1 Z_2 - \dot{\varphi}_2 + \dot{y}^*] \quad (\text{III.17})$$

$$= -k_1 Z_1^2 + Z_2[Z_1 - \dot{\varphi}_2 + \dot{\varphi}_2^*] \quad (\text{III.18})$$

Pour que le critère de Lyapunov soit respecté, il faut que l'expression entre crochets égale à $(-k_2 z_2)$ comme illustre l'équation suivante :

$$Z_1(1 - k_1^2) - k_1 Z_2 - \dot{\varphi}_2 + \dot{y}^* = -k_2 Z_2 \quad (\text{III.19})$$

D'où on peut choisir la seconde commande virtuelle φ_3 comme :

$$\varphi_3^* = (1 - k_1^2)Z_1 + (k_1 + k_2)Z_2 + \ddot{y}^* \quad (\text{III.20})$$

Où k_2 est un paramètre de désigne positif non nul au même titre que k_1 , cela amènerait la fonction de Lyapunov à prendre la forme suivante :

$$\dot{V}_2 = -K_1 Z_1^2 - K_2 Z_2^2 \quad (\text{III.21})$$

De cette façon la fonction V_2 respecterait en tous points les critères de Lyapunov. La loi de commande choisie assure que la fonction V_2 soit toujours positive, et sa dérivée \dot{V}_2 soit toujours négative, la fonction de l'erreur est alors convergée vers zéro en tous moments.

Étape i : on prend :

$$Z_i = \varphi_i^* - \varphi_i \quad (\text{III.22})$$

La fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i Z_j^2 \quad (\text{III.23})$$

Et nous avons :

$$\dot{Z}_{i=1} = Z_i - K_{i=1} Z_{i=1} - Z_{i=2} \quad (\text{III.24})$$

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} K_j Z_j^2 + Z_i (Z_{i=1} - \dot{\varphi}_i + \dot{\varphi}_i^*) \quad (\text{III.25})$$

La commande virtuelle est donc :

$$\varphi_{i=1}^* = K_i Z_i - Z_{i=1} + \dot{\varphi}_i^*, \text{ avec } K_i > 0 \quad (\text{III.26})$$

Étape n : l'erreur dans cette étape est définie par :

$$Z_n = \varphi_n^* - \varphi_n \quad \text{et} \quad V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n Z_j^2 \quad (\text{III.27})$$

Nous avons :

$$\dot{Z}_{n-1} = Z_n - K_{n-1} Z_{n-1} - Z_{n-2} \quad (\text{III.28})$$

$$\dot{V}_n = \sum_{j=1}^{n-1} K_j Z_j^2 + Z_n (Z_{n-1} - \dot{\varphi}_n + \dot{\varphi}_n^*) \quad (\text{III.29})$$

La commande virtuelle dans ce cas représente la commande réelle u :

$$u = \dot{\varphi}_n^* \quad (\text{III.30})$$

$$u = K_n Z_n - Z_{n-1} + \dot{\varphi}_n^* \quad \text{avec } K_n > 0 \quad (\text{III.31})$$

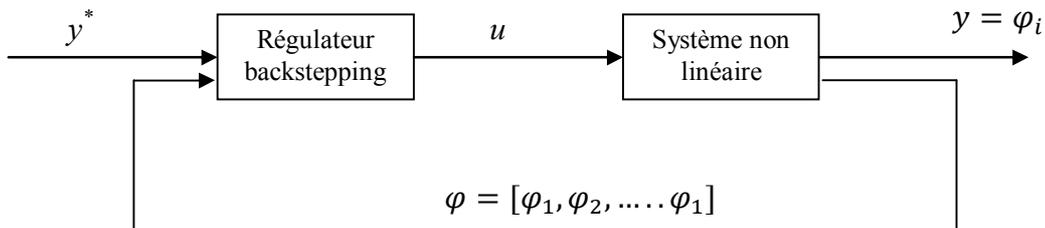


Figure (III.1) Schéma de principe de contrôle par backstepping

III.2 Commande par backstepping d'un filtre actif parallèle

III.2.1 Commande direct cascadee backstepping – hystérésis dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (III.2).

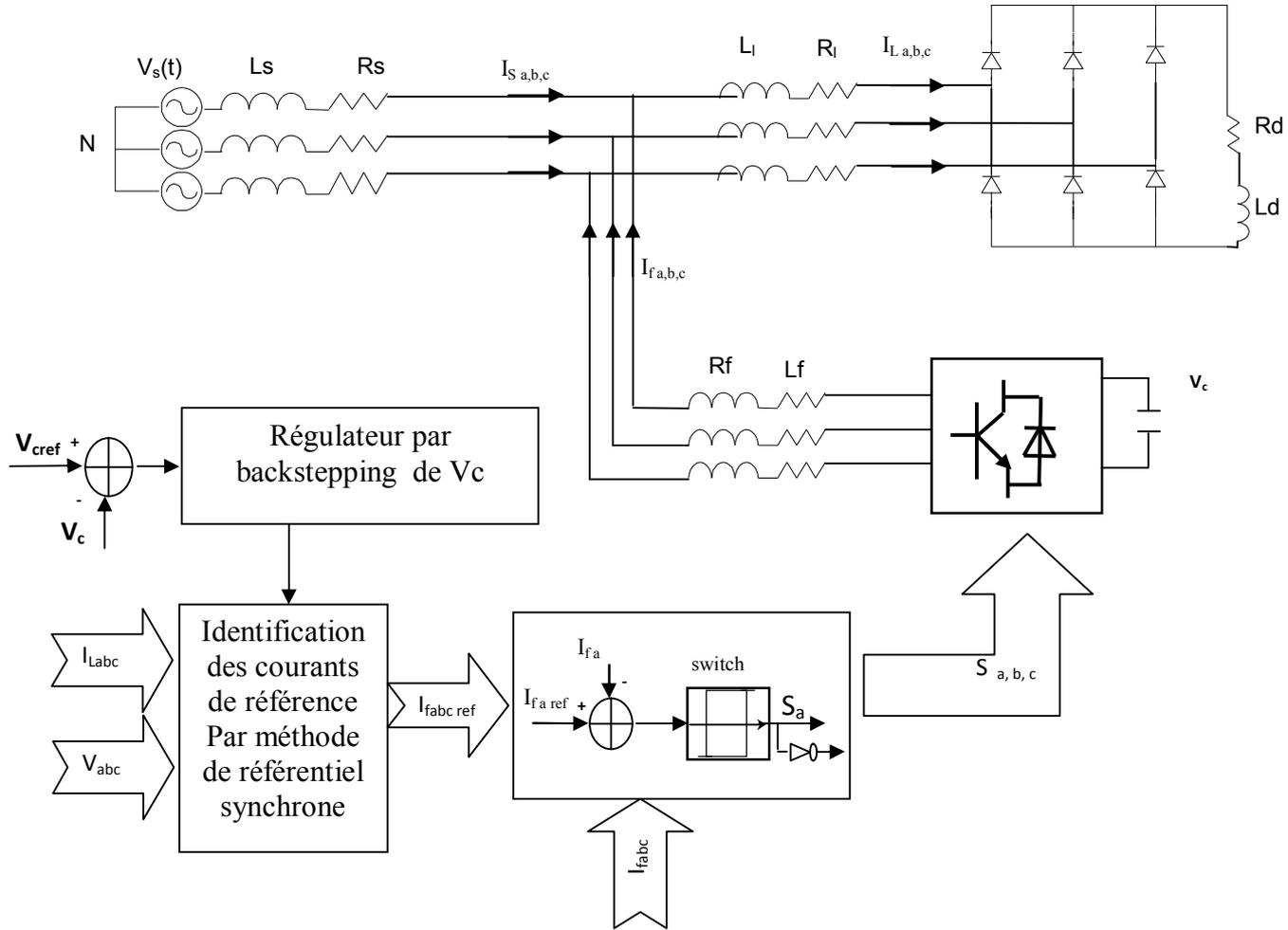


Figure (III.2) : Commande directe par backstepping d'un filtre actif parallèle dans le repère triphasé

III.2.2 Boucle de contrôle de la tension

La variable d'erreur Z_1 est définie par ::

$$Z_1 = V_{dc}^* - V_{dc}$$

Le premier sous système permet la conception du régulateur de la tension continue. La dynamique de l'erreur Z_1 est donnée par :

$$\dot{Z}_1 = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc} \tag{III.32}$$

$$\dot{Z}_1 = \dot{V}_{dc}^* - \frac{P_{dc}^*}{V_{dc} C_{dc}} \tag{III.33}$$

La fonction de Lyapunov est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} Z_1^2 \quad (\text{III.34})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = Z_1 \dot{Z}_1 = Z_1 \left[\dot{V}_{DC}^* - \frac{P_{DC}^*}{V_{DC} C_{DC}} \right] \quad (\text{III.35})$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, il faut choisir le terme entre crochets comme :

$$-k_1 z_1 = \dot{V}_{DC}^* - \frac{P_{DC}^*}{V_{DC} C_{DC}} \quad (\text{III.36})$$

D'où on peut écrire la commande comme :

$$P_{dc}^* = V_{dc} C_{dc} (\dot{V}_{dc}^* + k_1 z_1) \quad (\text{III.37})$$

Dans le cas où la tension de référence est choisie comme constante, sa dérivée sera nulle et la commande sera :

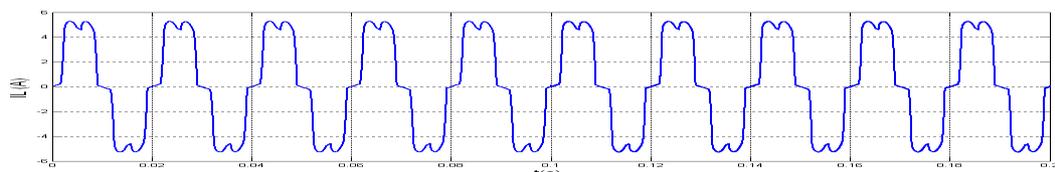
$$P_{dc}^* = k_1 V_{dc} C_{dc} z_1 \quad (\text{III.38})$$

III.2.3 Résultats de simulation

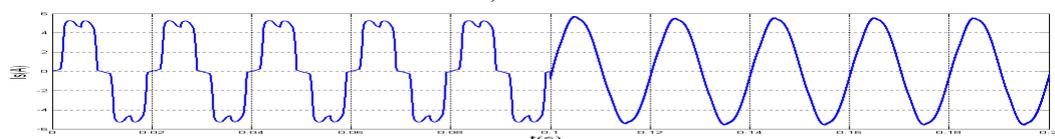
La simulation de la commande directe par backstepping dans le repère triphasé a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis $\Delta i = 0.2$, La référence de la tension continue est fixée à 420V.

Avec une charge fixe et à l'instant $t=0.1s$ le filtre actif commandé par backstepping couplé sur le réseau on a trouvé ces résultats :



a)



b)

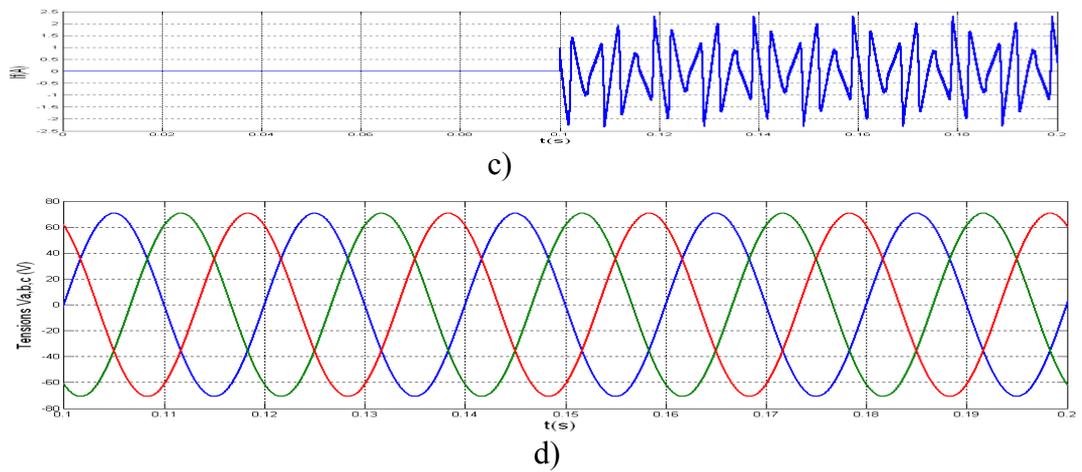


Figure (III.4) simulation du FAP avec charge fixe

- a) Courant de charge – b) courant du réseau c) courant injecter
- d) Tensions du réseau

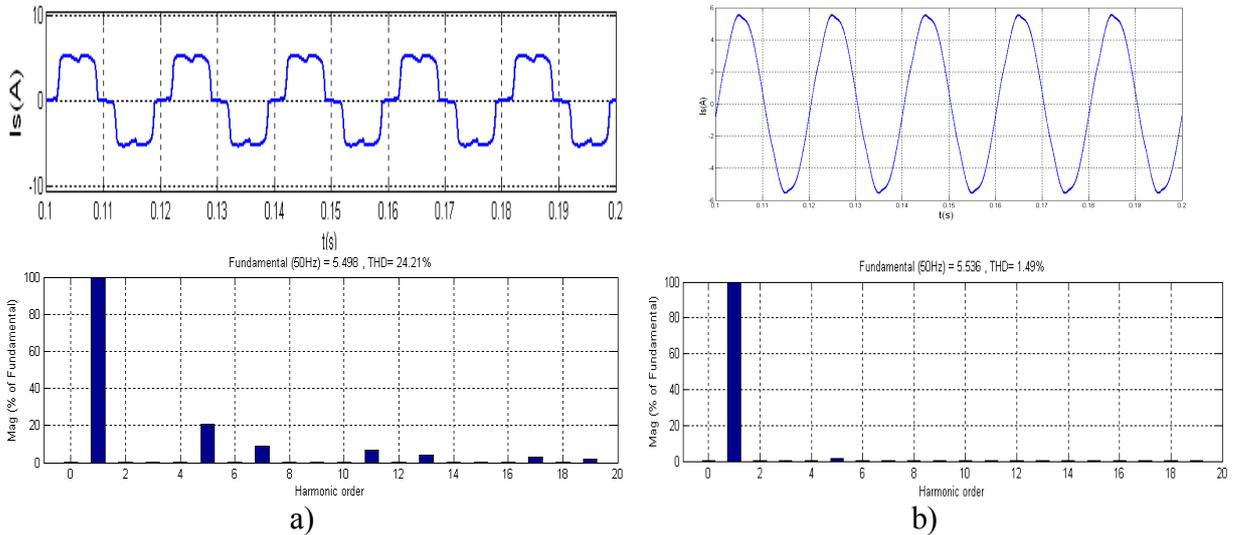
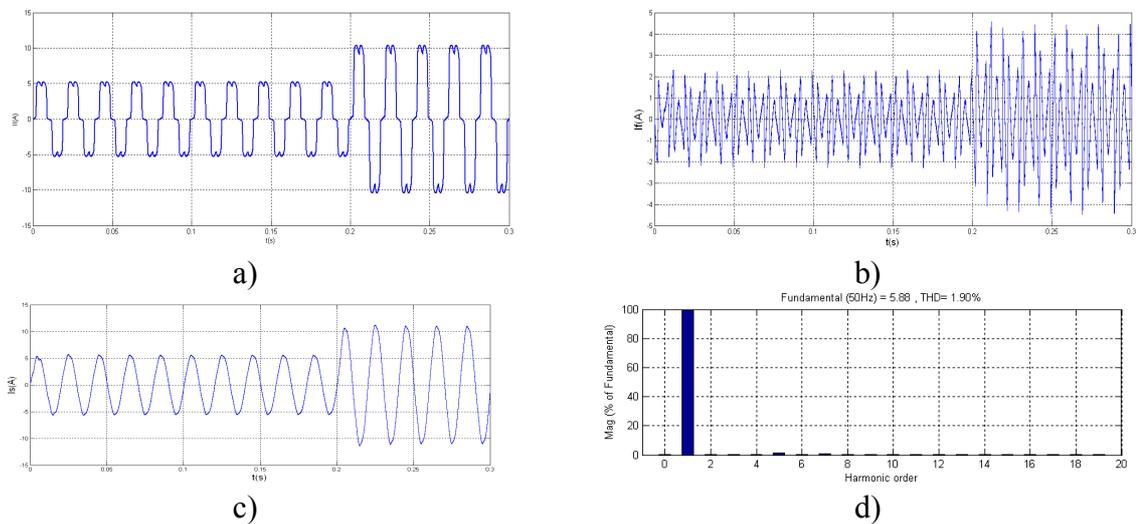


Figure (III.5) réponse du FAP : a) avant filtrage b) après filtrage

Pour étudier les performances de FAP et tester la robustesse de régulateur backstepping pour la tension V_c , à l'instant $t=0.2s$ on diminué la charge de RD1 à RD2



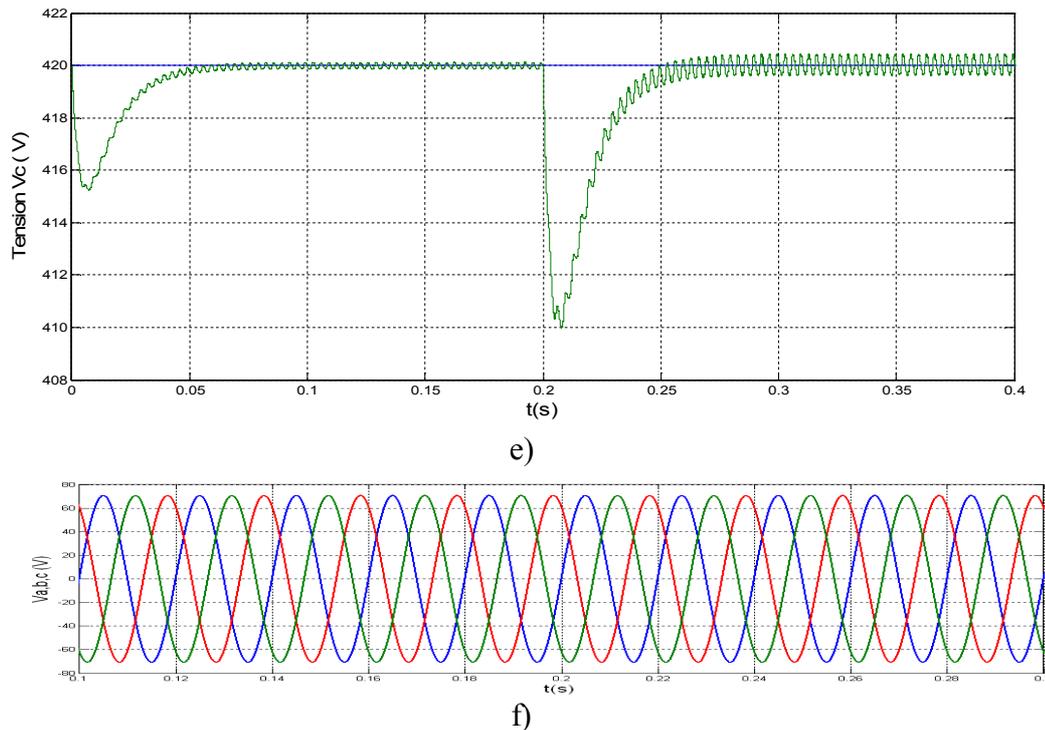


Figure (III.6) Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

- a) courant de charge -b) courant injecté- c) courant de source - d) Spectre d'harmonique
 e) Tension aux bornes du condensateur - f) tensions du réseau

III.2.4. Interprétations des résultats

Les figures (III.4.a,b ,c) présente le courant de charge et source , courant injecté on remarque quand injecté le courant dans le réseau : le courant prend la forme sinusoïdale .

Quand varier la charge on remarque l'appelle du courant et augmentation du courant injecté par le filtre qui explique la suivie de courant de référence identifié.

La figure (III.6.a) représente le courant filtré de la source. Lors de la variation de la charge, ce courant passe par un transitoire de 0.05s avant qu'il reprenne sa forme en régime permanent. Le spectre harmonique du courant de la source représenté par la figure (III.6.d) montre que le réglage par backstepping de la tension offre une THD de 1.90% et la tension suite parfaitement sa référence et sans de dépassement figure (III.6.f)

III. 3.1 Commande directe cascadée Backstepping – PI dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (III.7).

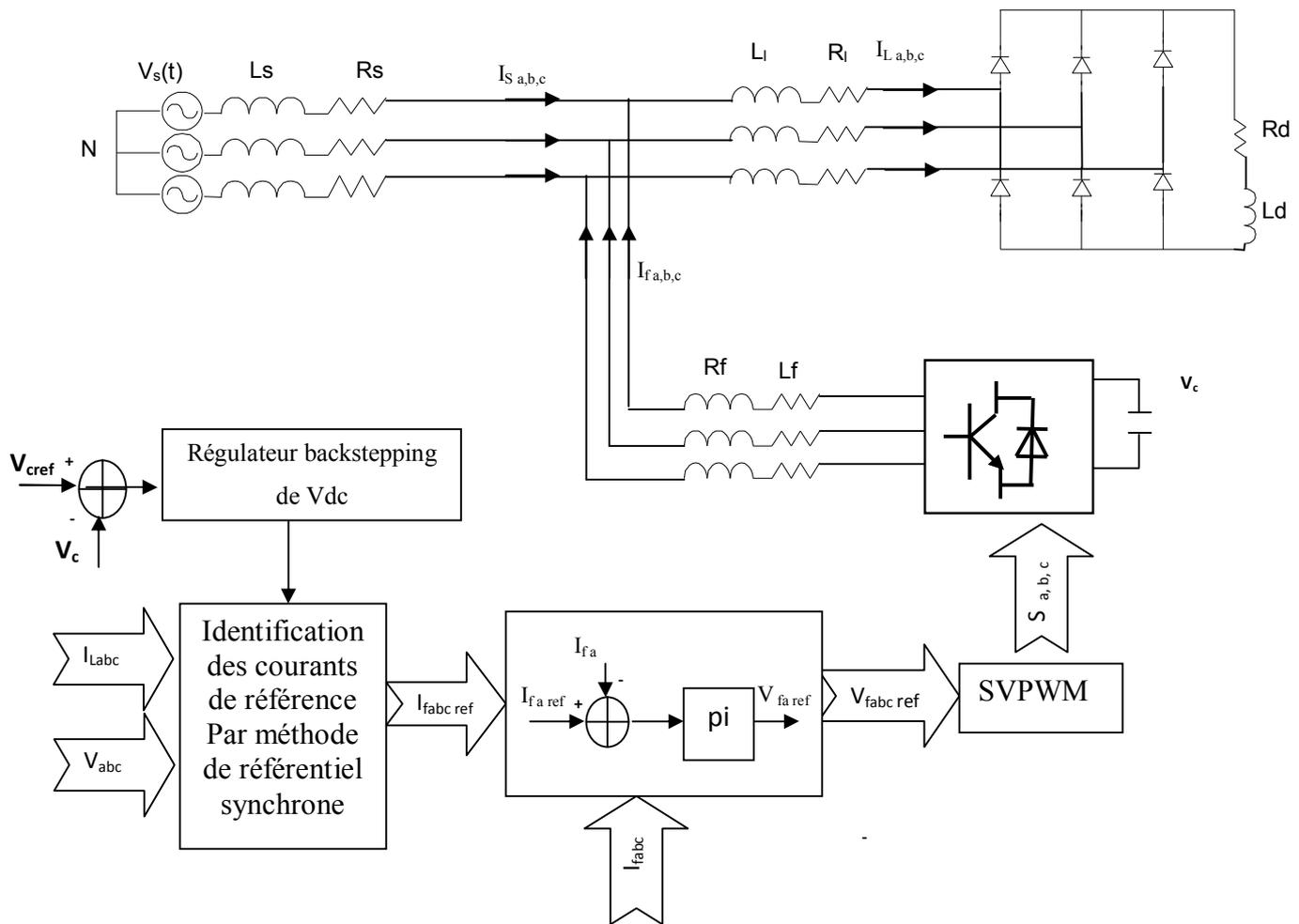
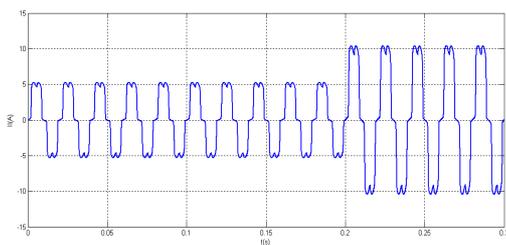


Figure (III.7) : Commande directe par backstepping dans le repère triphasé

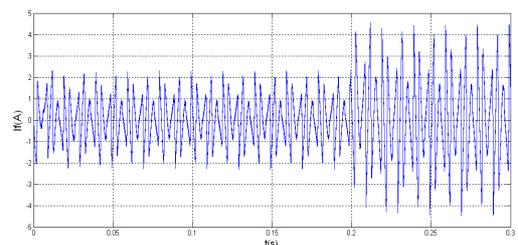
III.3.1.1 Résultats de simulation

Les simulations ont été effectuées avec une fréquence de commutation de 12.5 kHz. la tension continue est fixée à 420V.

- une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2s$



a)



b)

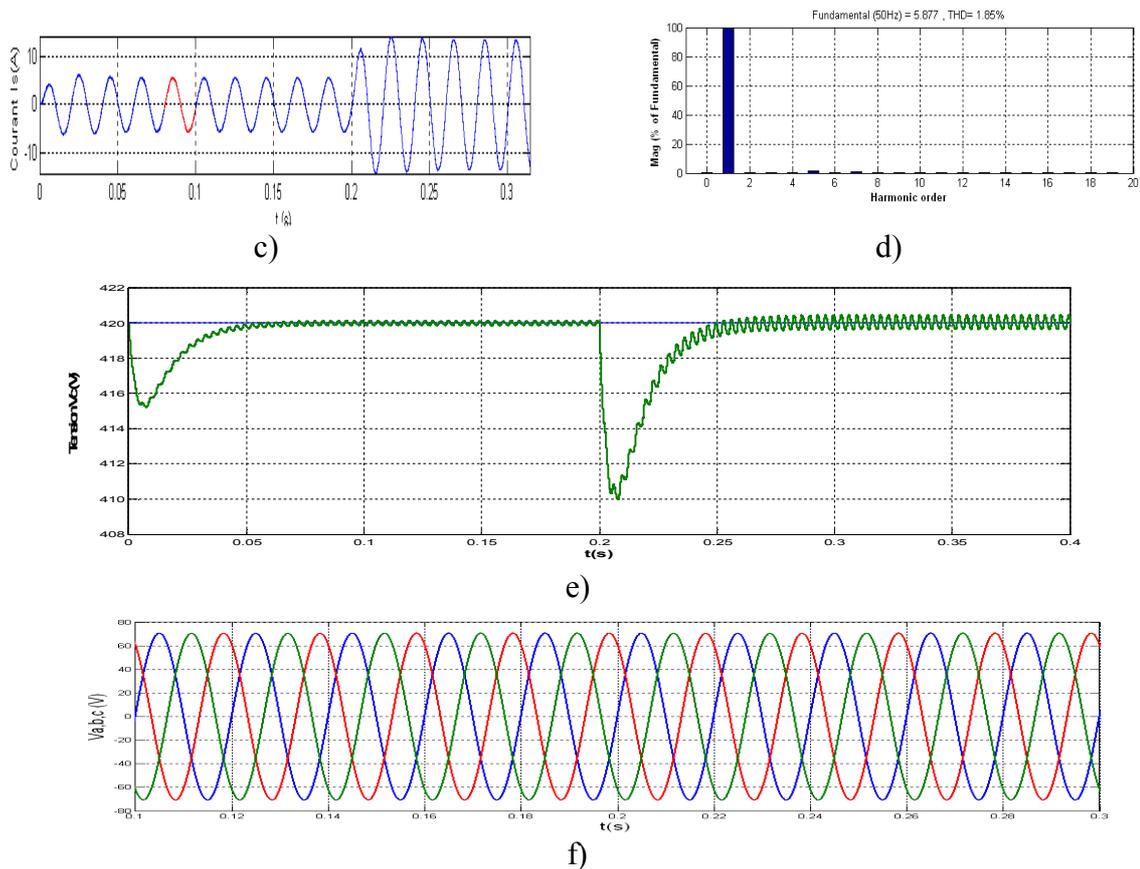


Figure (III.8) Réponse de FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

a) courant de charge -b) courant injecté- c) courant de source - d) spectre d'harmonique e) tension aux bornes du condensateur - f) tensions du réseau

III.3.1.2 Interprétations des résultats

La figure (III.8.c) représente le courant filtré de la source. Lors de la variation de charge, ce courant passe par un transitoire de 0.05 s avant qu'il reprenne sa forme en régime permanent. Le spectre harmonique du courant de la source représenté par la figure (III.8.d) montre que le THD obtenu est de 1.85% avant la variation de la charge, cette valeur a augmenté légèrement par rapport à celle obtenue par hystérésis. Les tensions de réseau sont équilibrées avant et après la variation de charge.

III.4 Validation expérimental de la commande backstepping :

Les essais expérimentaux effectués sur le même banc détaillé au chapitre deux, en appliquant la commande par backstepping se résume par l'essai du régime permanent sur lequel est effectué l'analyse spectrale des signaux, l'essai de fermeture du FAP sur le réseau et de modification de la charge non linéaire. Notons que tous les essais sont effectués avec les mêmes paramètres et conditions.

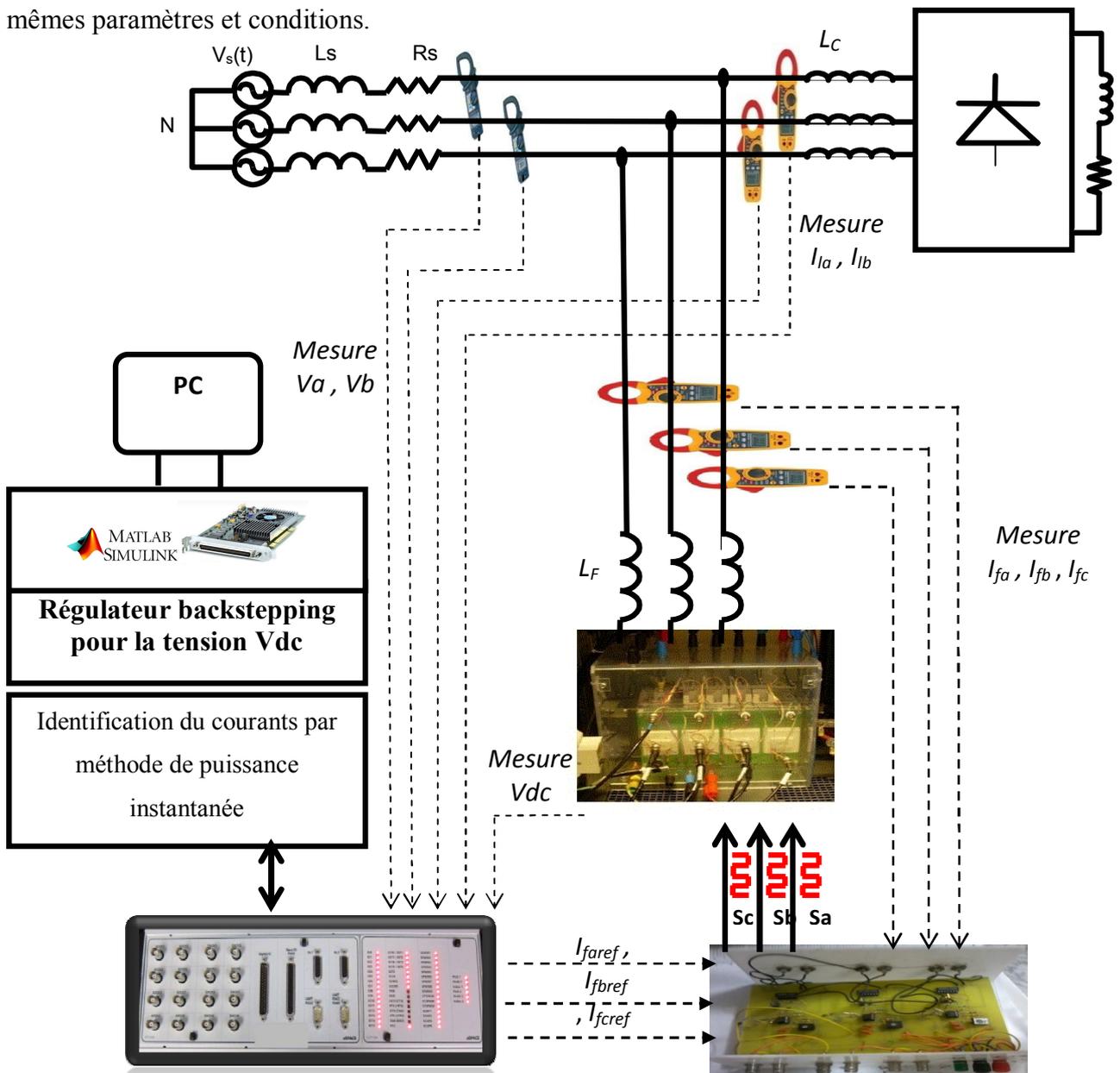


Figure (III.9) Validation expérimental de la commande backstepping

III.5 Résultats expérimentaux :

On admet pour la suite de cette étude expérimentale que le condensateur est initialement chargé, Après la mise on œuvre du FAP le fonctionnement en régime permanent, commandé par la commande backstepping et pour une charge non linéaire PD3, est illustré sur les figures suivantes :

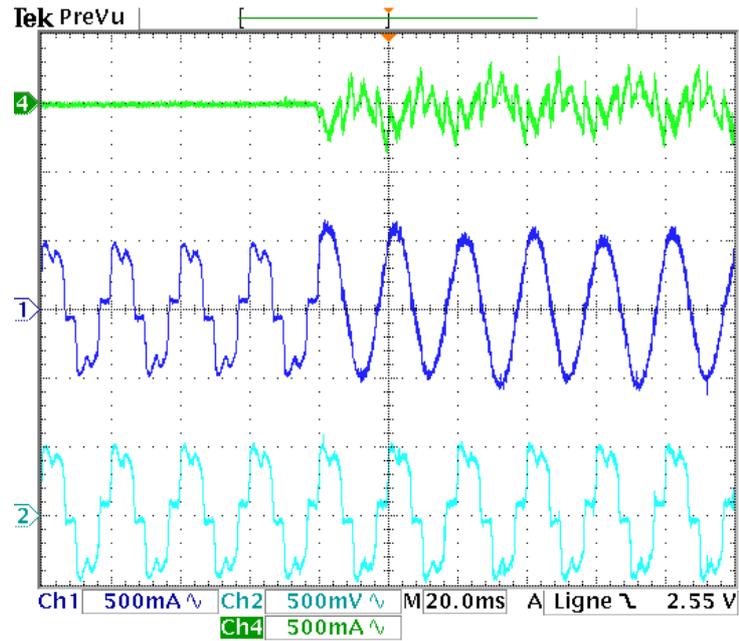


Figure (III . 10) Résultat expérimental du FAP : Courant harmonique $i_f(a)$, courant de source $I_{sa}(A)$
 Courant de charge ,Ch1 et Ch2 scale: 5 A/div, Ch4 5 A/div. Temps scale: 20 ms/div

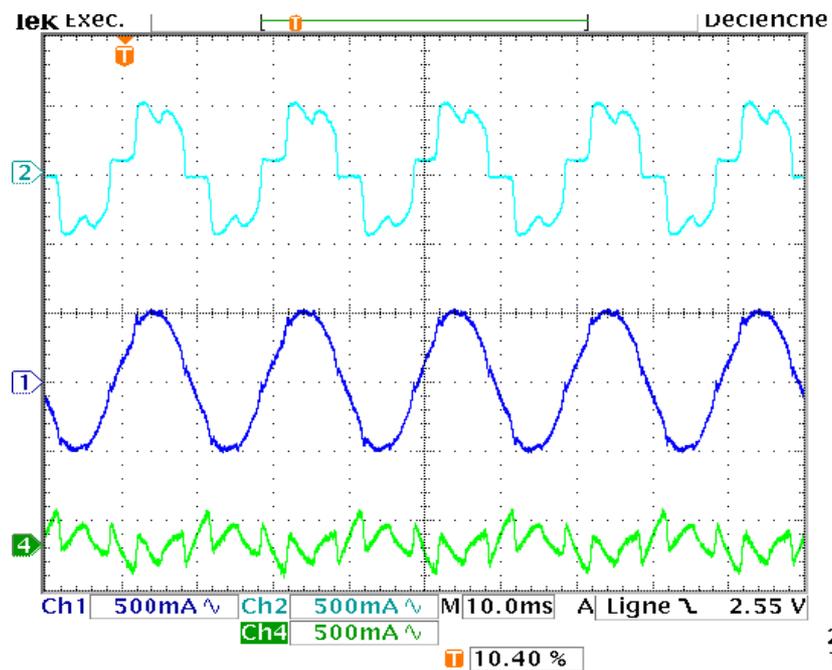


Figure (III . 11) Résultats expérimental du FAP Courant de charge , courant de source $I_{sa}(A)$
 Courant harmonique $i_f(a)$ après filtrage Ch1 et Ch2 scale: 5 A/div , Ch4 5A/div. Temps scale: 10 ms/div

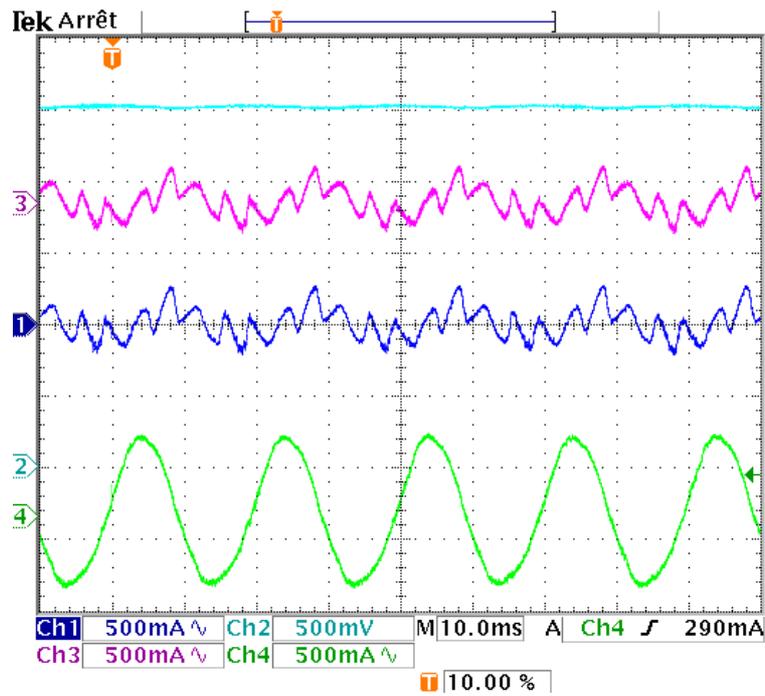


Figure (III . 12) Résultat expérimental du FAP après filtrage : Courant harmonique i_f (a, b) (A), Courant de source i_s (A), Et La tension V_{dc} (V). Ch3 et Ch1 scale: 5 A/div; Ch2 scale: 100 V/div; time scale: 10 ms/div.

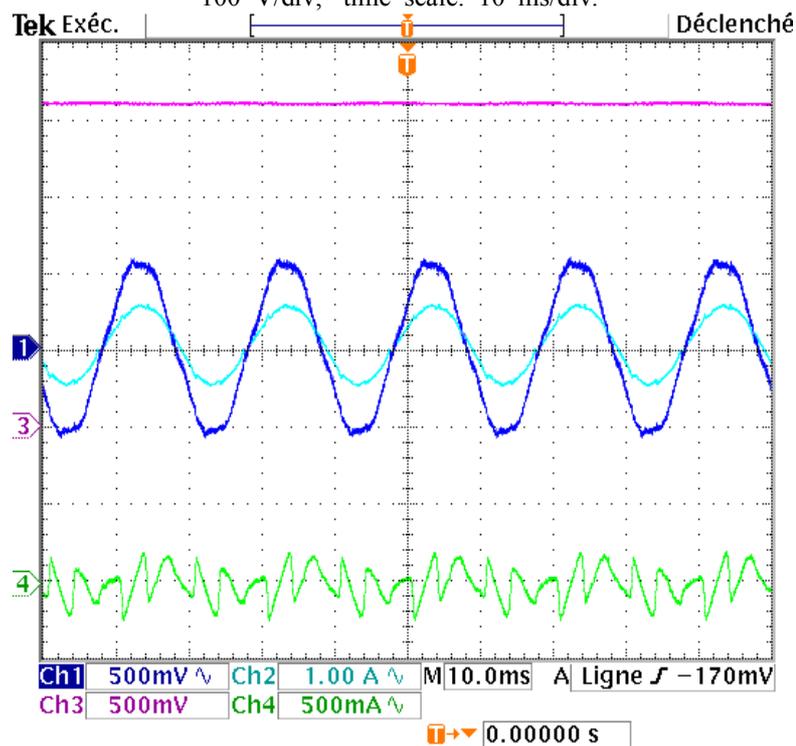
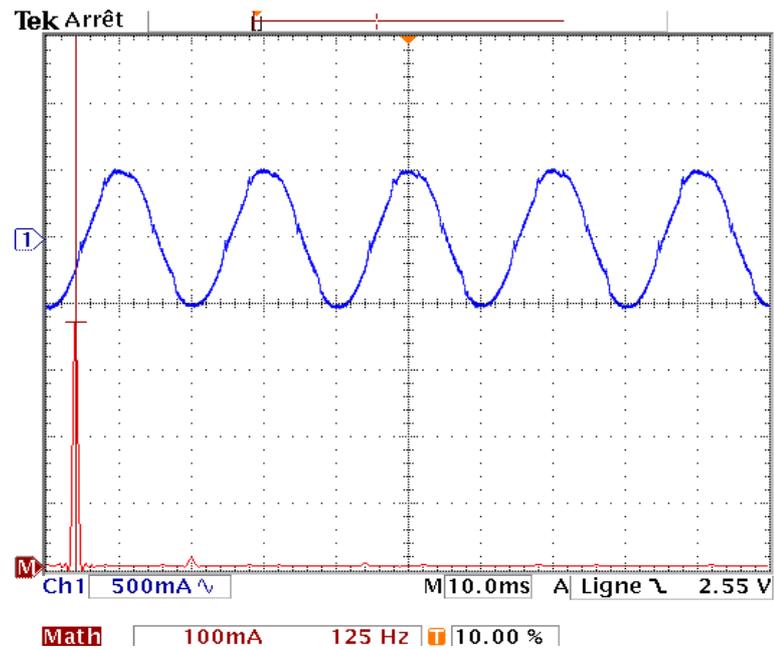


Figure (III . 13) Résultat expérimental du FAP après filtrage : Courant harmonique i_f (A), Courant de source i_s (A), Avec la tension V_s (V) et La tension V_{dc} (V). Ch3 et Ch1 scale: 100 V/div; Ch4 scale: 5 A/div; time scale: 10 ms/div.



Figure(III.14) Analyse spectral du courant de source Isa(A)

Les courants des réseaux sont sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions de phase ce qui revient à dire que les facteurs de puissance sont unitaires comme le montre la figure (III.12) , Il est important d'indiquer que la tension $V_{dc}(V)$ suite bien sa référence .

Les figures (III.10) , (III.11) et (III.12) montrent que le courant est devenu quasi-sinusoïdal après la connexion du FAP .La Figure(III.13) présente ainsi le taux de distorsion acceptables respectivement $THD=3.12\%$ et l'analyse harmonique du courant de phase montre que les harmoniques d'ordre cinq et sept sont effectivement disparus.

Pour tester la robustesse de la commande Backstepping , la réponse du FAP vis-à-vis de la variation de la charge polluante à l'instant $t=0.13s$ est présenté sur la figure (III.14) on remarque que la tension répond rapidement avec un temps de 40 ms qui montre l'efficacité de la commande backstepping

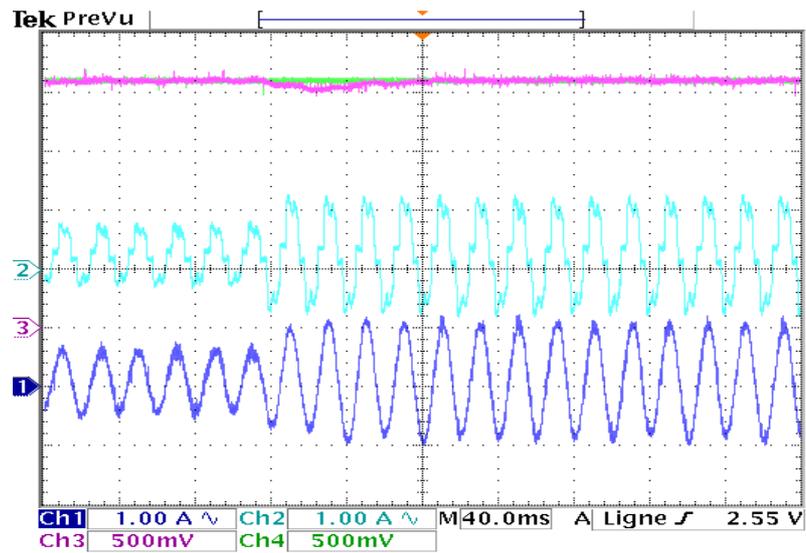


Figure (III .15) Résultats expérimental du FAP lors de variation de la charge : Courant de source $i_S(A)$, Courant de charge $I_L (A)$ and La tension $V_{dc} (V)$ et sa référence. Ch1 et Ch2 scale: 5 A/div; Ch3 et Ch4 scale: 100 V/div. Time scale: 40 ms/div.

D'après les figures (III .15) (III .16) et avec un double changement de référence de la tension d'entrée 450-300 V , la tension suite effectivement sa référence avec une temps très réduite durant régime transitoire et sans dépassement au niveau de la tension durant la variation de la tension comme illustré la figure (III.16)

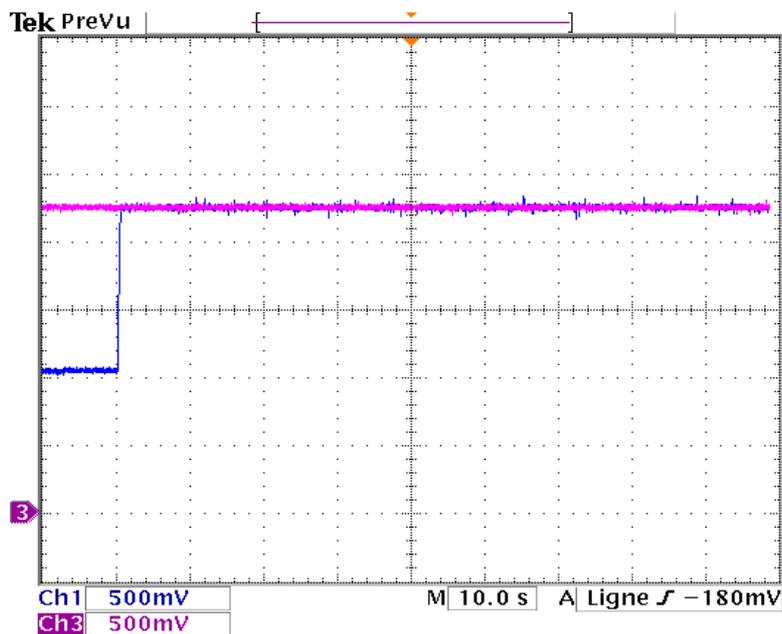
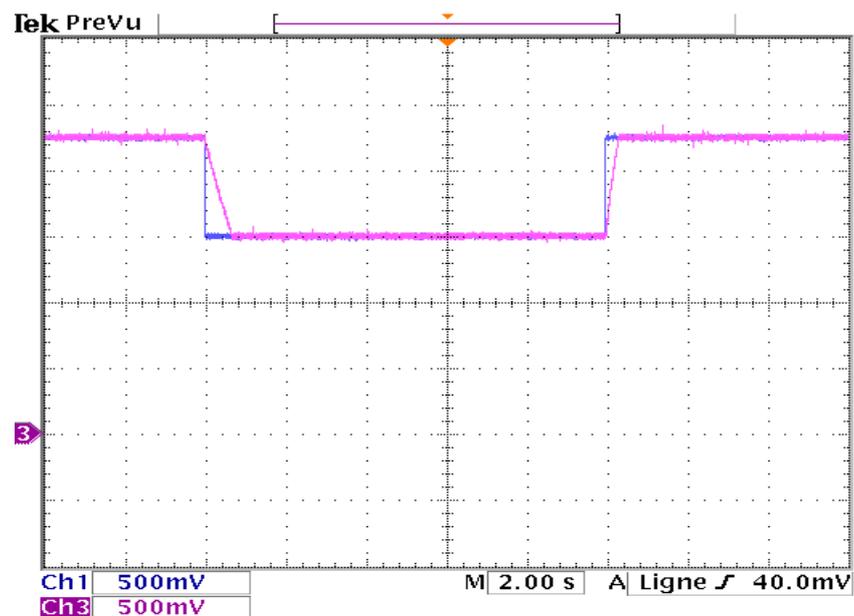


Figure (III. 16). Résultats expérimental du FAP: $V_{dc} (V)$ et sa référence $V_{dcref} (V)$, Ch3 et Ch1 scale: 100 V/div.. Temps scale: 10 s/div



Figure(III.17) Résultat expérimental du FAP: V_{dc} (V) et sa référence V_{dcref} (V), Ch3 et Ch1 scale: 100 V/div Temps scale: 2 s/div

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode de commande des systèmes non-linéaire par backstepping a été appliquée dans la commande d'un filtre actif parallèle.

La commande directe a été basée sur la méthode de repère synchrone et le filtre FMV pour l'extraction des courants harmoniques de la charge polluante.

Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre montrent que la méthode de commande par backstepping améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle en termes du THD par rapport à l'application de la commande linéaire présentée auparavant.

Pour cela nous avons validé également ces résultats, expérimentalement sur le banc d'essai. Les résultats expérimentaux ont démontré et ont confirmé l'efficacité d'utiliser le contrôleur backstepping dans la commande de filtre par rapport au régulateur PI.

Nous allons par la suite nous intéresser à la validation de la commande floue à gain adaptatif.

IV.1. Introduction

L'incertitude, l'imprécision, sont inhérents à certains types d'informations traitées ou échangées par l'homme avec son environnement. Comme le précisait Zadeh, le raisonnement humain utilise couramment des étiquettes floues, "la température est élevée", "le ciel est gris",... Ce trait de caractéristique différencie l'intelligence humaine de l'intelligence artificielle.

D'une manière plus précise, la théorie des ensembles flous est l'outil indispensable de formalisation mathématique de l'analyse humaine face à un système complexe, et des résultats de cette analyse. Elle intéresse des domaines très variés tant scientifiques que techniques en facilitant souvent l'intégration de l'interprétation humaine d'un problème. [37][38]

Le jugement humain intervient lorsqu'il n'est pas possible ou plus significatif de quantifier numériquement un phénomène ou un état sans dénaturer sa signification par rapport à son contexte. La beauté d'une image et le confort d'une automobile ne sont pas mesurables par des moyens classiques. De même, la distance à un obstacle sur une chaussée peut être mesurée avec précision, mais la signification de cette mesure n'est pas la même pour un piéton que pour un automobiliste. [38][39]

Ces phénomènes sont encore accentués, lorsqu'à l'issue d'une analyse ou d'une résolution de problème, il faut transmettre l'information à un homme ou à une machine pour une décision finale.

L'homme apprécie, sous forme de qualificatifs nuancés, un état par rapport à son environnement et un phénomène dynamique par des tendances.

IV.2 Ensemble ordinaire et ensemble flou

Soit un ensemble X continu ou non, fini ou infini, tel que « $x \in X$ » désigne un ensemble de X . A est un sous ensemble binaire ou ordinaire de X lorsque $A \subset X$. L'ensemble ordinaire A est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0,1]$$

$$\mu_A(x) : \begin{cases} 1 & ; \text{ si } x \in A \\ 0 & ; \text{ sinon} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe.

Soit un référentiel X dénombrable ou non et x un élément de X , alors un ensemble flou A de X est un ensemble de couples tel que :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{IV.2})$$

$\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de x à A . $\mu_A(x)$ est attribué à u par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné M . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle $[0,1]$. La fonction

$$\text{d'appartenance d'un ensemble flou } A \text{ est définie par : } \begin{array}{l} \mu_A : X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{array} \quad (\text{IV.3})$$

IV.2.1 Différentes formes de fonction d'appartenance

Nous avons vu que chaque ensemble flou peut être représenté par sa fonction, d'appartenance. Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle $[0, 1]$. Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme montré sur la figure (IV.1) et (IV.2).
- Triangulaires : figure (IV.3.a).
- Trapézoïdales : figure (IV.3.b).
- En forme de cloche (Gaussiennes). Comme montré sur la figure (IV.3.c).

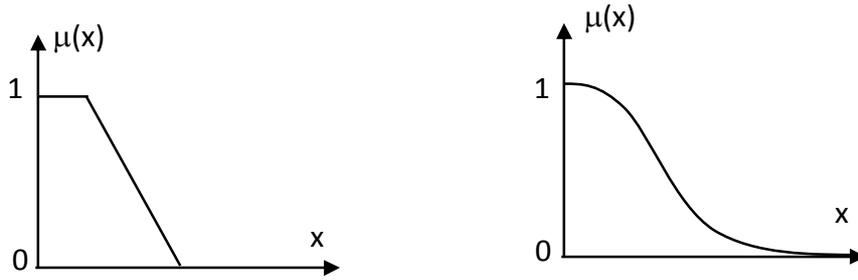


Figure (IV.1) : Exemples de fonctions d'appartenance monotones

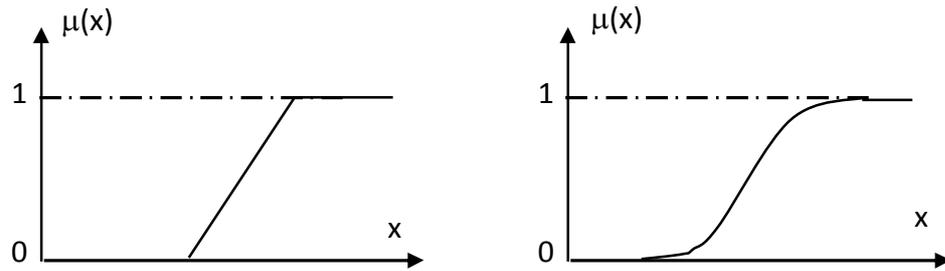


Figure (IV.2) : Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

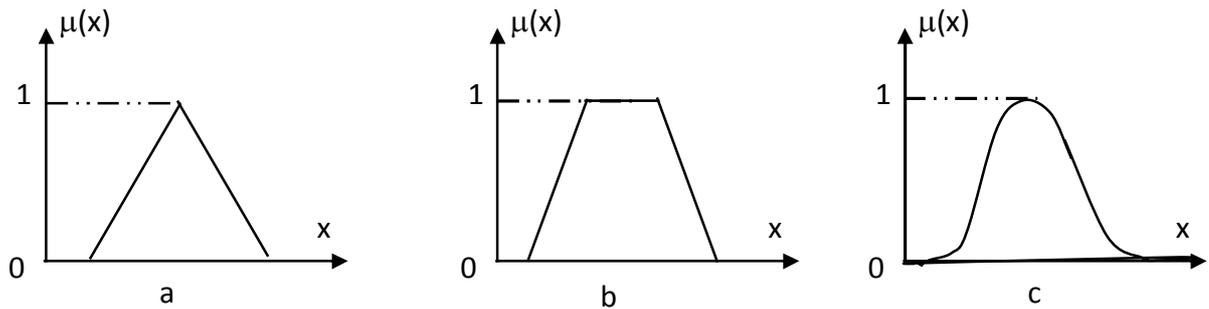


Figure (IV.3) : Exemples de fonctions d'appartenance

IV.2.2 La formulation mathématique des fonctions d'appartenance

On présente ici seulement les deux fonctions triangulaire et trapézoïdale.



Figure (IV.4) : Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

IV.2.2.1 Fonction triangulaire

L'allure de cette fonction est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ avec :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right).$$
(IV.5)

IV.2.2.2 Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\text{Avec : } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right).$$
(IV.6)

IV.2.3. Opérations sur les ensembles flous

Les opérations sur les ensembles flous sont des extensions des opérations connues sur les ensembles classiques :

Deux sous ensembles A et B d'un même univers de discours X sont dits égaux si seulement si :

$$\forall x \in X ; \mu_A(x) = \mu_B(x)$$
(IV.7)

Soit deux ensembles flous A et B dans un univers X . on dit que A est inclus dans B noté $A \subset B$ si leur fonction d'appartenance sont telles que :

$$(A \subset B) \Leftrightarrow \forall x \in X ; \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$$
(IV.8)

L'intersection de deux sous-ensemble flous A et B de X est un sous-ensemble de X qui contient tout les éléments x de X appartenant à la fois à A et B . l'intersection de deux sous-ensembles flous A et B ($A \cap B$) de X est le sous-ensemble flous C tel que :

$$\forall x \in X ; \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$
(IV.9)

L'intersection de deux ensembles flous correspond à l'opération "et".

L'union de deux sous-ensemble flous A et B ($A \cup B$) de X est la sous ensemble flou D de X tel que :

$$\forall x \in X ; (A \cup B = D) ; \mu_D(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$
(IV.10)

Soit un sous-ensemble flou A de X , son complément est un sous-ensemble contenant tous le x n'appartenant pas à A . le complément A^c d'un sous-ensemble flou A de X est défini comme le sous-ensemble flou de X de fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X \ ; \ \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{IV.11})$$

IV.2.4 Opérations sur les sous-ensembles flous

On suppose que A , B et C sont des sous-ensembles flous dans un ensemble de référence X :

- Commutativité :

$$A \cup B = B \cup A \quad (\text{IV.12})$$

$$A \cap B = B \cap A \quad (\text{IV.13})$$

- Associativité :

$$A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C \quad (\text{IV.14})$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup C \quad (\text{IV.15})$$

- Distributivité :

$$A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \quad (\text{IV.16})$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C) \quad (\text{IV.17})$$

$$A \cup (A \cap B) = A \quad (\text{IV.18})$$

IV.3 Raisonnement en logique floue

La logique floue permet le traitement souple de connaissances imprécises ou incertaines, ce qui serait impossible avec la logique classique.

Les systèmes basés sur la logique floue utilise pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, encore appelées règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme :

SI (prémisse) ***ALORS*** (conclusion)

Nous aurons par exemple :

SI (température élevée ***ET*** humidité importante) ***ALORS*** (ventilation forte)

On peut considère que la logique floue est une extension de la logique classique, les propositions sont des propositions floues définies à partir d'un ensemble L de variable linguistiques (x , $T(x)$, X). Leurs valeurs de vérité appartient à tout l'intervalle $[0, 1]$ et elle est fournie par la fonction appartenance de la caractérisation floue utilisée dans la proposition floue. Soit x une valeur linguistique et A une caractéristique.

➤ **Proposition :**

Une proposition floue est définie à partir d'une variable linguistique $(x, T(x), X)$ par la qualification : « x est A » (IV.19)

➤ **Conjonction :**

La conjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur *ET* par exemple :

$$\langle x_1 \text{ est } A_1 \text{ ET } x_2 \text{ est } A_2 \rangle \quad (\text{IV.19})$$

➤ **Disjonction :**

La disjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur *OU* par exemple :

$$\langle x_1 \text{ est } A_1 \text{ OU } x_2 \text{ est } A_2 \rangle \quad (\text{IV.20})$$

➤ **Implication :**

Une implication entre deux propositions floues aussi une proposition floue que l'on peut exprimer par :

$$\langle \text{SI } x_1 \text{ est } A_1 \text{ ALORS } x_2 \text{ est } A_2 \rangle \quad (\text{IV.21})$$

Le raisonnement flou, fondé sur les règles d'inférence est une généralisation du *modus ponens* (du latin raisonnement par l'affirmation) qui prend en considération l'aspect graduel inhérent aux sous-ensembles flous, et que l'on exprime par [30][27] :

- Fait observé : x est A'
- Règle floue : **SI** x est A **ALORS** y est B
- Conclusion : y est B'

A, B, A', B' étant labels linguistiques relatifs aux sous-ensembles flous leur correspondant.

L'opérateur *OU* n'est pas utilisé dans les conclusions car il introduirait une incertitude dans la connaissance, l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision prendre. De même, l'opérateur *NON* n'est pas employé, en effet si une règle avait par exemple la conclusion : « *ALORS* ventilation *NON* moyenne », il serait impossible de dire si cela signifie « ventilation faible » ou « ventilation forte », cela serait encore un cas d'incertitude [43].

Quatre étapes sont donc nécessaires pour obtenir la conclusion finale :

- Le calcul des propositions ;
- Le calcul des relations ;
- Les compositions des règles les faits observés ;
- Agrégations des conclusions des règles.

IV.4 Structure générale d'un système floue

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Figure IV.5)

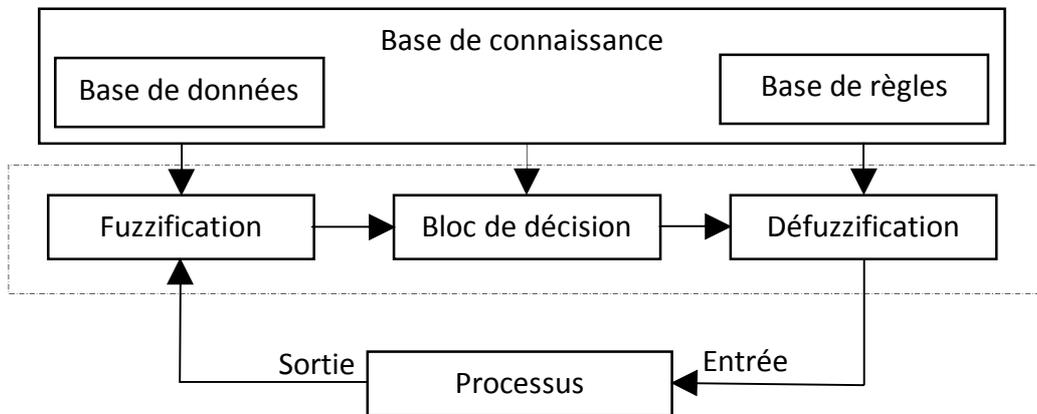


Figure (IV.5) : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles.
- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

IV.5 Régulateur floue

La commande floue aux mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé », et sur règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées. [53] ,[33]

“**Si** l'erreur est positivement grande **Et** la variation de l'erreur est positivement grande **Alors** la variation de la sortie est négative ”

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh. Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à

partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie, (Figure (IV.6)). L'ensemble des entrées du procédé et noté U (ensembles des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé). L'ensemble des sorties observées S , l'ensembles des consignes C et l'ensemble des entrées du régulateur flou X (par exemple : taille, température, vitesse...). L'ensemble des gains de normalisation des entrées GE et les gains de sorties GS du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables.

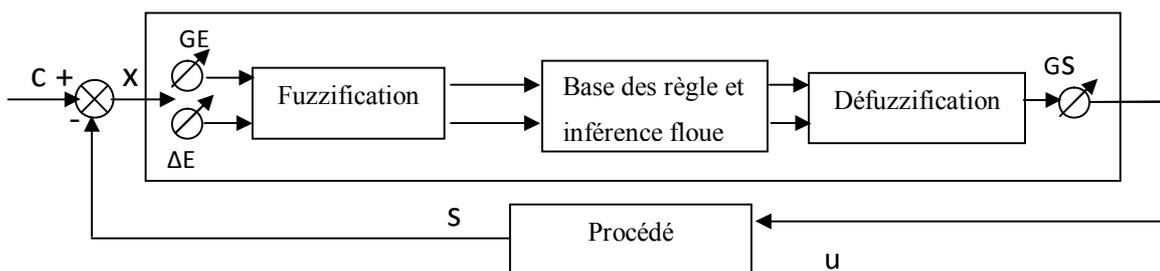


Figure (IV.6) : Schéma de principe de la régulation floue (FLC).

IV.5.1 Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les grandeurs physiques d'entrée X sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent $[-1 \ 1]$, appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cette univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $|x| \leq 1$, pour pallier le problème des grandes variations de X . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée x et X .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,.....), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable x_1 peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure (IV.7)) pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande.

NM: négative moyenne.

NP: négative petite.

ZE: zéro environ.

PP: positive petite.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.

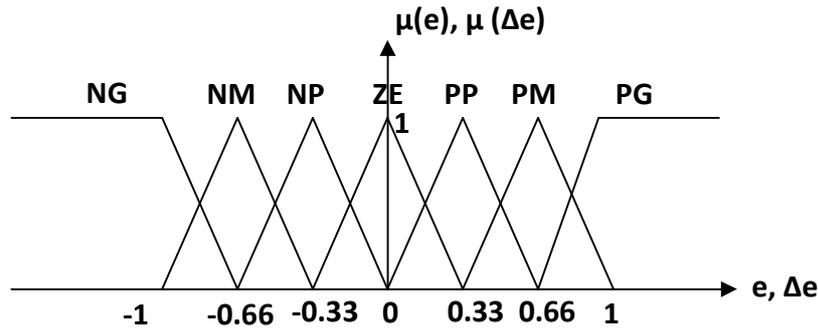


Figure (IV.7) : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées.

IV.5.2 Base des règles et inférence floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, est permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si x_1 est "positif grand " et x_2 est "zéro environ " alors u est " négatif grand ".

Où x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

La table (IV.1) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de tension « e_w » et la variation de cette dernière « Δe_w » et la variable de sortie « u »

IV.5.3 Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à par tir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont :

- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode de moyenne de maximum ;
- Méthode de moyenne pondérée ;

IV.5.3.1. Méthode du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx} \quad (\text{IV.22})$$

L'intégrale au dénominateur la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

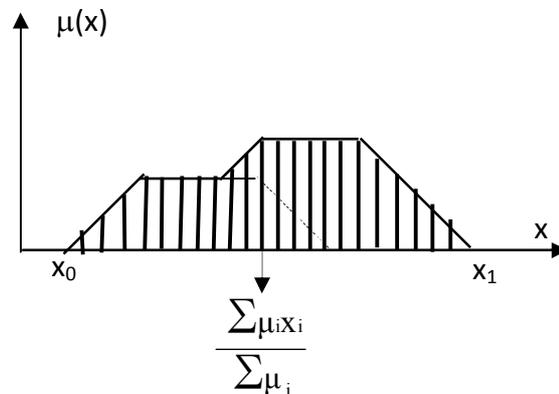


Figure (IV.8) : Défuzzification par le centre de gravité.

Lorsque la fonction $\mu(x)$ est discrétisée (figure IV.8), le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (\text{IV.23})$$

Où n est le nombre des niveaux de quantisation, x_i la valeur de sortie pour le niveau i et μ_i sa valeur d'appartenance. [10]

IV.5.3.2 Méthode de moyenne de maximum

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale.

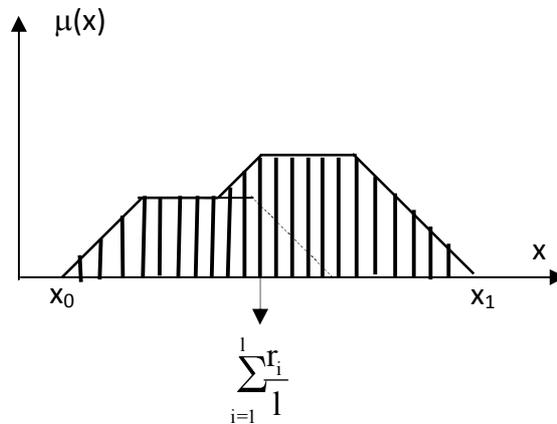


Figure (IV.9) : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.

Si la fonction est discrétisée, comme montré à la (figure (III.10)), la valeur defuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^l \frac{r_i}{l} \quad (\text{IV. 24})$$

Où l est le nombre de valeurs quantifiées (r) pour lesquelles l'appartenance est maximale[38].

IV .5.3.3 Méthode de moyenne pondérée (sugeno)

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées. En générale, la partie conséquente de la règle est

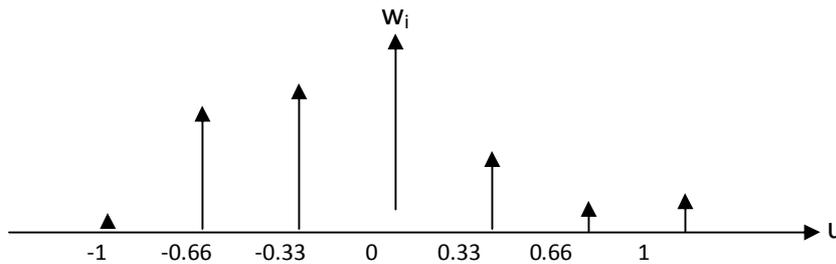


Figure (IV.10) : Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno

Si μ_i est le poids d'activation de la règle i , la valeur précise de la commande est :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{IV. 25})$$

Où n est le nombre de règles activées. [38]

IV.6 Commande directe par logique floue à gain adaptatif d'un filtre actif parallèle

IV.6.1 Commande direct par logique floue à gain adaptatif -hystérésis dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (IV.11)

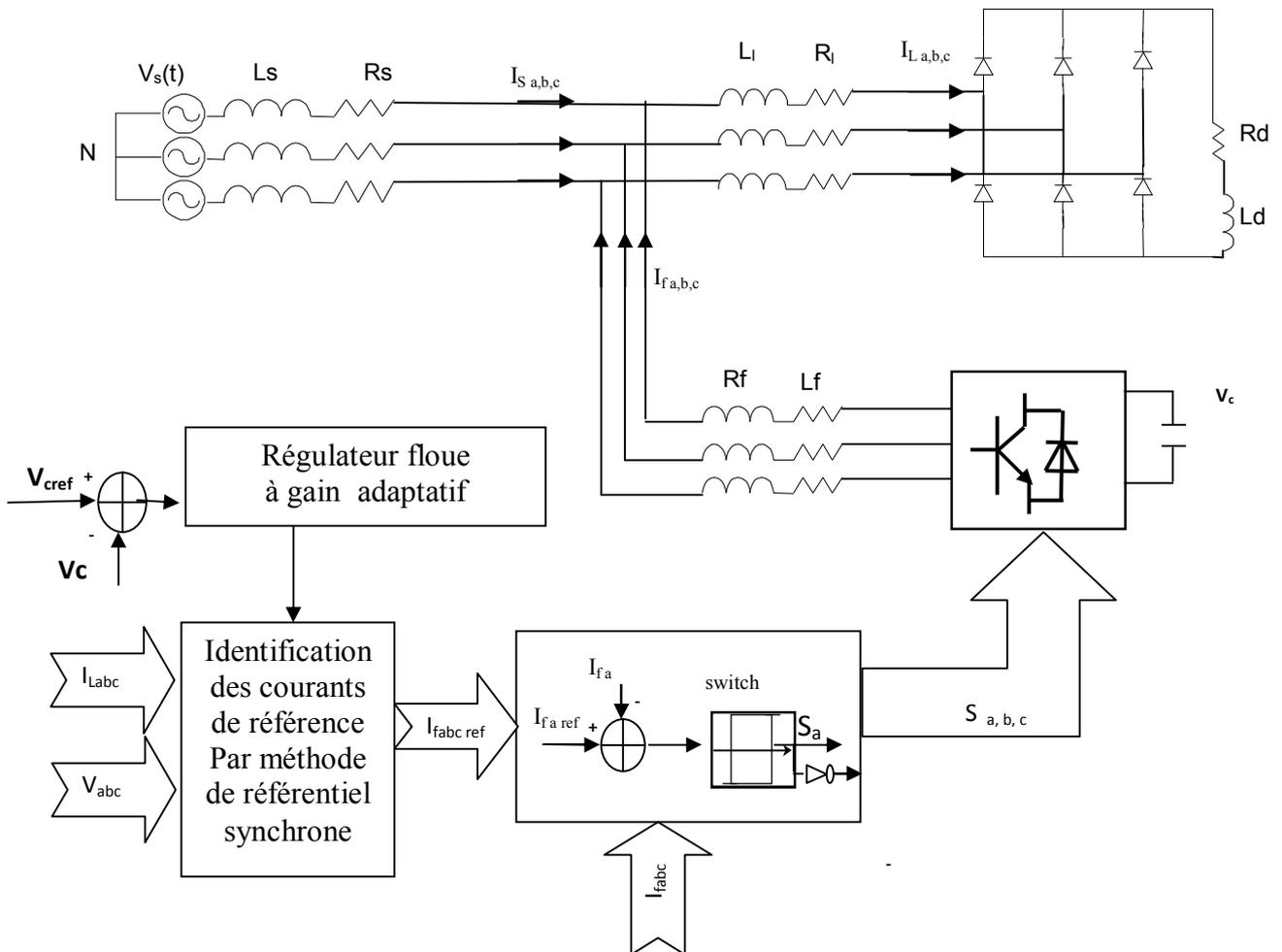


Figure (IV.11) : Commande directe par logique floue à gain adaptatif dans le repère triphasé

La tension d'entrée de l'onduleur est commandée par régulateur à logique floue à gain adaptatif et les courants sont commandés par hystérésis

IV.6.1.1 synthèse du régulateur floue à gain adaptatif

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono entrée / mono sortie. La figure (IV.12) représente le schéma bloc du régulateur flou pour la tension continu V_c . Les gains à l'entrée et à la sortie du régulateur sont à déterminer par ajustement afin d'avoir la réponse désirée.

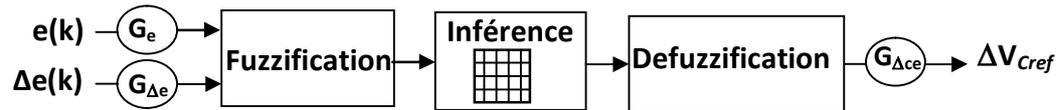


Figure (IV.12) : Schéma bloc du Régulateur floue

IV.6.1.2 Matrice d'inférence

e Δe	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Table (IV.1) : Base de règles

Les ensembles flous sont notés comme suit :

NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen,

NP : Négatif Petit, EZ : Environ Zéro,

PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand

D'après ce schéma, le Régulateur floue est composé :

- des gains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et la variation de commande,
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation,
- d'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences),
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

- Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation tel que $\Delta V_{Cref} = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande ΔV_{Cref} nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les plus part des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne. [33][55]

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$V_{Cref}(k+1) = V_{Cref}(k) + G_{\Delta ce} \cdot \Delta V_{Cref} \quad (IV.26)$$

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e \cdot (V_{ref}(k) - V(k)) \quad (IV.27)$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (IV.28)$$

Où :

- G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta ce}$: représentent les gains d'adaptation, généralement on les choisit faibles pour assurer la stabilité du système. ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisées dans un univers de discours $[-1, +1]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. On a introduit sept fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrée (Figure IV.13).

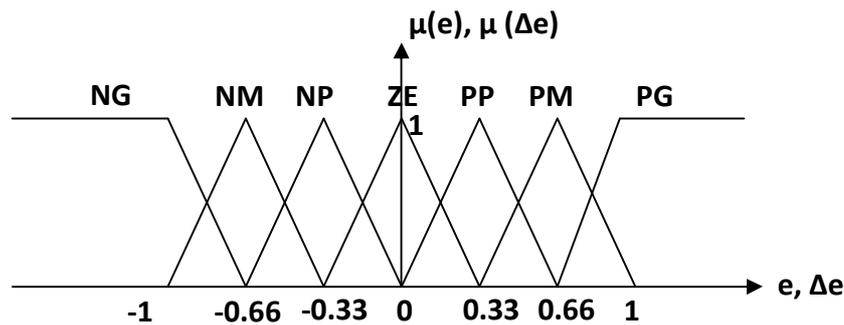


Figure (IV.13): Fonctions d'appartenances des variables d'entrées

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification.

- Inférences

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est :

SI ($e(k)$ est NG) **et** ($\Delta e(k)$ est NG) **alors** ΔV_{Cref} est NG **ou**

SI ($e(k)$ est ZE) **et** ($\Delta e(k)$ est ZE) **alors** ΔV_{Cref} est ZE **ou**

SI ($e(k)$ est PG) **et** ($\Delta e(k)$ est PG) **alors** ΔV_{Cref} est PG. (IV.29)

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (Tableau IV.1).

IV.6.1.3 Description du régulateur flou à gain de commande adaptatif

Le schéma bloc du contrôleur à logique floue de la tension dans la liaison continue est présenté par la figure IV.14. D'après ce schéma, le contrôleur est composé d'un bloc de fuzzification, d'un bloc d'inférence, d'un bloc de défuzzification et enfin d'un bloc de décision floue sur le gain associé à la variation de commande [31], [34] [44].

La structure du régulateur flou à gain de commande adaptatif est donnée par la figure (IV .14) :

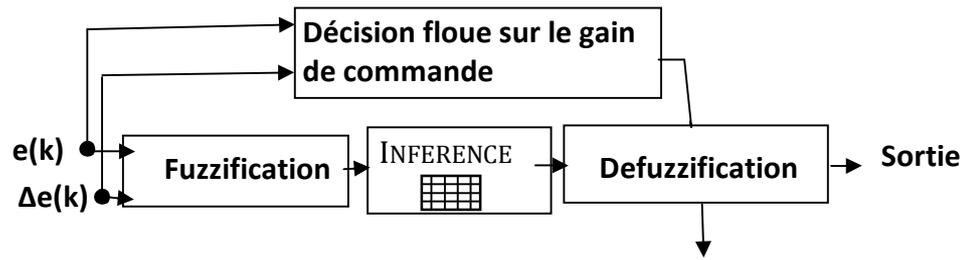


Figure (IV.14) : Structure du régulateur flou à gain adaptatif.

Les entrées du régulateur sont l'erreur de tension et sa variation :

$$e_v(k) = v_c(k) - v_{cref}(k) \quad (IV .30)$$

$$\Delta e_v(k) = e_v(k) - e_v(k-1)$$

avec :

$$e(k) = ge.e_v(k) \quad (IV.31)$$

$$\Delta e(k) = gce.\Delta e_v(k)$$

ge et **gce** représentent des gains constants, ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs d'entrées sont normalisées dans un univers de discours $[-3, +3]$. Ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. Nous avons introduit sept fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées de forme triangulaire (Figure IV.3). La condition pour chaque règle est :

$$R_j : SI e(k) \text{ est } A_j \text{ Et } \Delta e(k) \text{ est } B_j \text{ Alors } \Delta I_{ref}(k) \text{ est } C_j \\ j = 1 \dots m \quad (IV .32)$$

avec A_j , B_j et C_j des ensembles flous tel que NG (Négatif Grand), PG (Positif Grand), ZE (Zéro), etc. les opérateurs logiques *et alors* sont réalisées par des fonctions *min* et *max* et la méthode de défuzzification adoptée sera la méthode de centre de gravité.

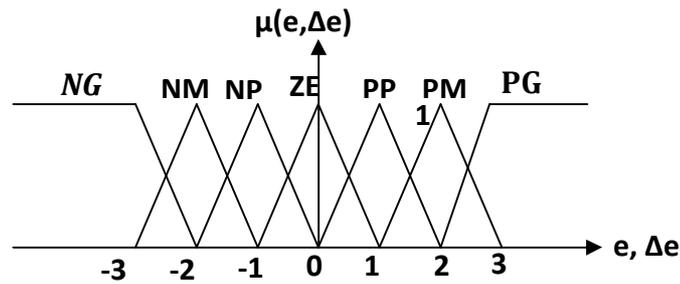


Figure (IV.15) : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées.

Dans la plus part des études effectuées sur le contrôle flou, le gain associé à la sortie de la commande doit être constant et le plus faible possible dans le but d'éviter le problème d'instabilité, ce qui augmente considérablement le temps de réponse du système. Pour résoudre ce problème, on considère le gain de sortie comme étant une variable floue, donc il faut l'adapter à chaque situation du système en fonction de l'erreur et sa variation [31], [33], [34] [46]

- Développement du bloc de décision sur le gain

L'intérêt d'avoir un gain variable réside dans l'adaptation de l'algorithme flou à chaque situation du système. Pour ce faire, on a considéré le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci nous amène à établir une table de décision floue pour le gain basée sur l'erreur et sa variation.

Sachant que le développement des règles de décision, se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons d'après les résultats obtenus précédemment que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour son amélioration, on fait correspondre, pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais, toujours strictement positif (Tableau IV.1).

Tableau IV.2 : Table de relation entre la variation de la commande et son gain.

ΔI_{ref}	$G_{\Delta I_{ref}}$
PTP- NTP	PTP
PP- NP	PP
PM- NM	PM
PG- NG	PG
PTG- NTG	PTG

Nous avons choisi les ensembles flous du gain variable, dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée, par la figure IV.16.

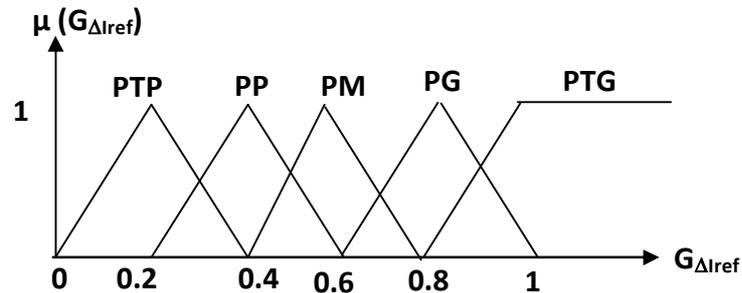


Figure (IV.16) : Fonction d'appartenance du gain de la commande.

La matrice de décision sur le gain de la commande est représentée par le tableau (IV.3):

Tableau VI.3 : Table du gain de la commande.

Δe \ e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	PTG	PTG	PG	PM	PP	PTP	PTP
NM	PTG	PG	PM	PP	PTP	PTP	PTP
NP	PG	PM	PP	PTP	PTP	PTP	PP
ZE	PM	PP	PTP	PTP	PTP	PP	PM
PP	PP	PTP	PTP	PTP	PP	PM	PG
PM	PTP	PTP	PTP	PP	PM	PG	PTG
PG	PTG	PTG	PP	PM	PG	PTG	PTG

Avec :

NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen,

NP : Négatif Petit, EZ : Environ Zéro,

PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand

PTP : Positif Très Petit, PTG : Positif Très Grand,

IV.6.1.4 Résultats de simulation

La simulation de la commande directe par logique floue à gain adaptatif dans le repère triphasé a été réalisée, la tension continue est fixée à 420V , bande d'hystérésis $\Delta i=0.2$ A

Pour étudier les performances du FAP commandé par logique floue, les premières simulations faites pour une charge fixe et on à l’instant 0.1s on à injecter les courants harmoniques

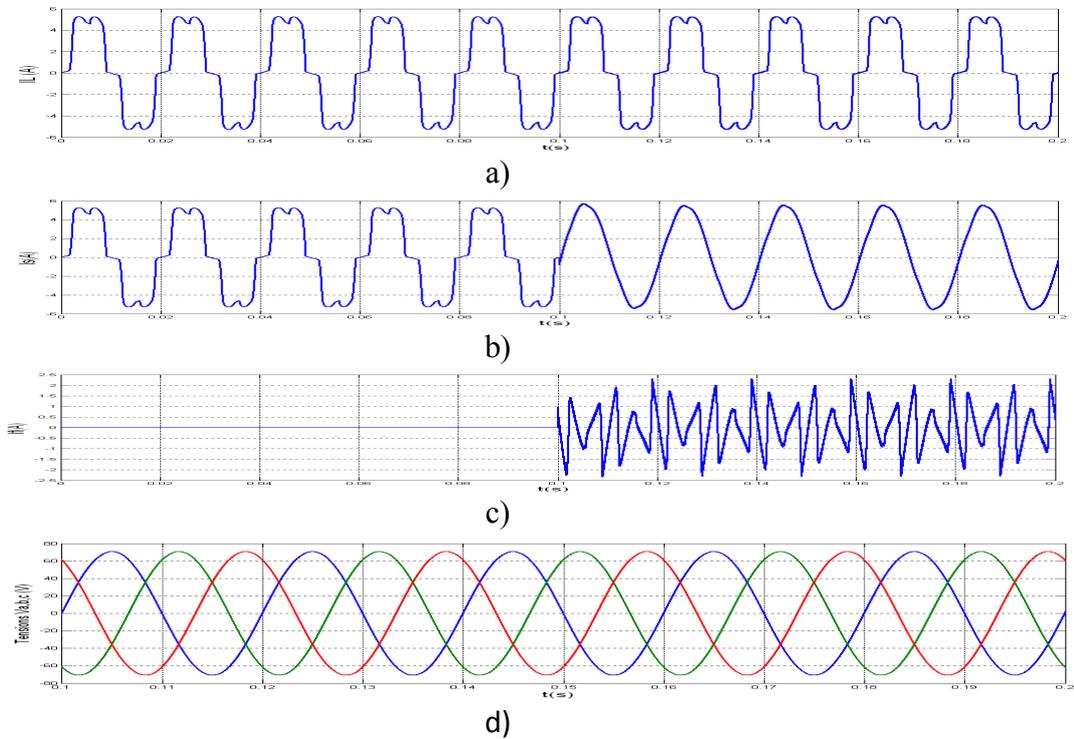


Figure (IV .16) : simulation du FAP avec charge fixe a) Courant de charge – b) courant du réseau c) courant injecter d) tensions du réseau

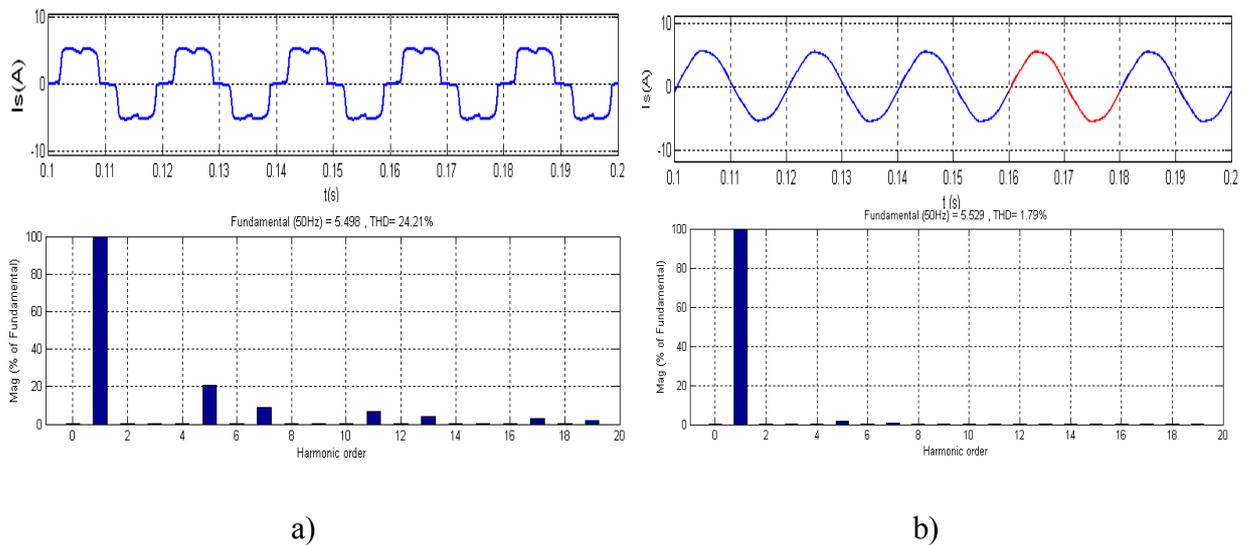
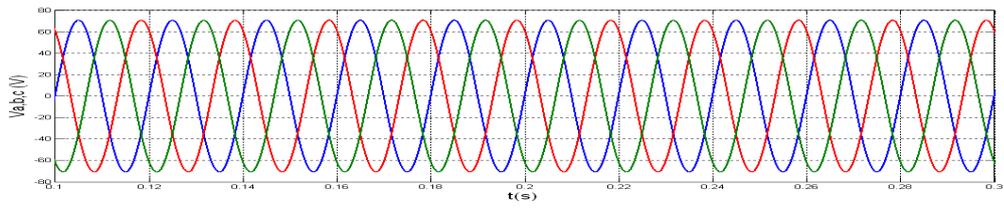
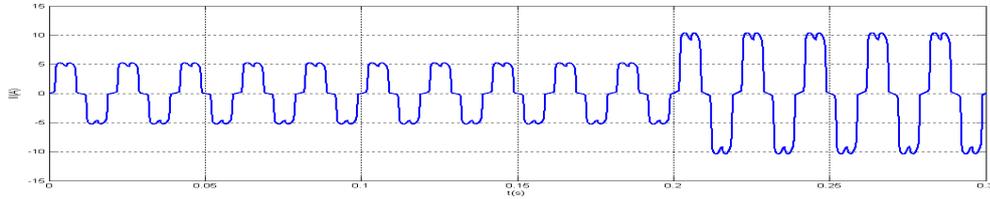


Figure (IV .17) : simulations du FAP :a) Avant filtrage , b) après filtrage

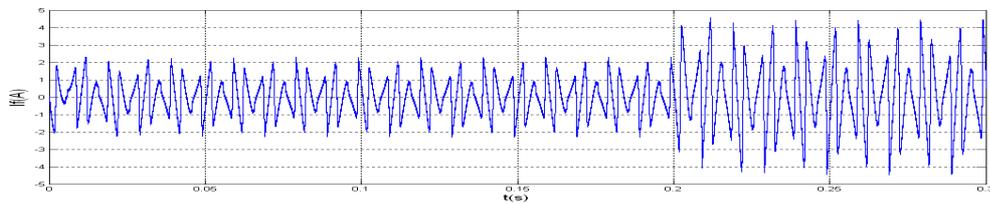
Pour étudier la performance du FAP et tester la robustesse de régulateur à logique floue à gain adaptatif, à l’instant $t=0.2s$ on à diminuer la charge de R_{D1} à R_{D2}



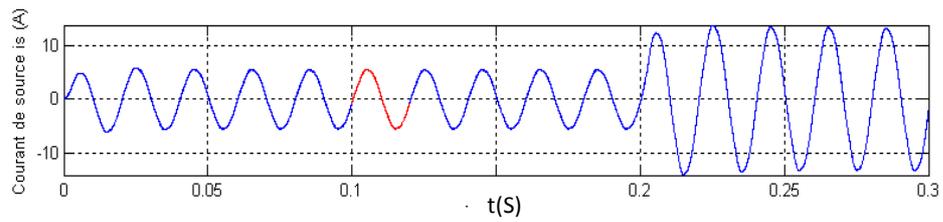
a)



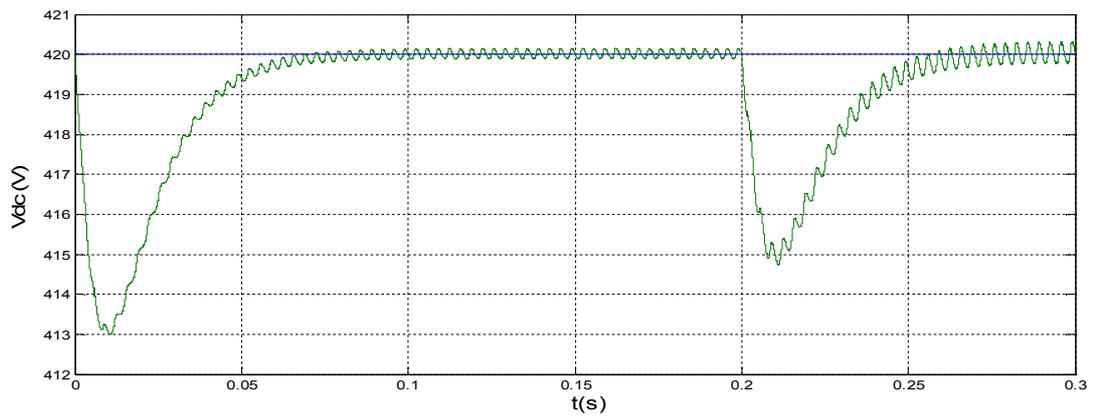
b)



c)



d)



e)

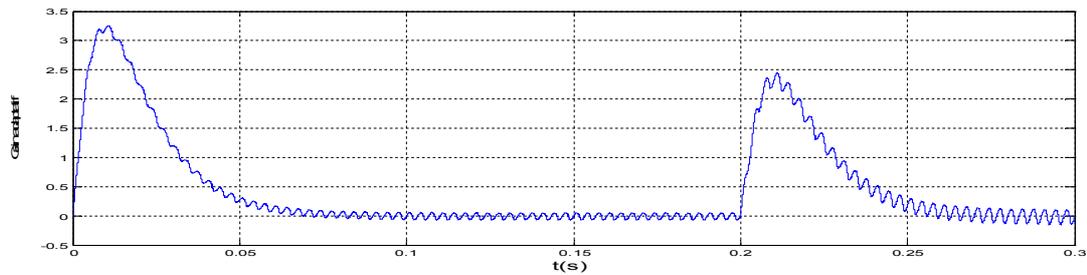


Figure (IV.18) : Réponse du FAP cas de perturbation

- a) Tensions du réseau - b) courant de charge - c) courant injecté- d) courant de source
e) Tension aux bornes du condensateur f) Gain adaptatif

IV.6.1.5 Interprétations des résultats

Les figures (IV.11), (IV.12), (IV.13), présente les résultats obtenus en utilisant l'extraction des courants harmoniques basée sur la méthode de référentiel synchrone. Les figures (IV.11.a, b, c) montrent le courant de la source avant le filtrage et quand injecté le courant harmonique. Les allures des figures (IV.12 .a ,b) présentent le courant des source avant et après le filtrage , on remarque que la forme de ce courant est sinusoïdale avec un THD 1.79% figure(IV.13.d). Une bonne régulation du courant du filtre actif par hystérésis qui joue le rôle d'un régulateur du courant

IV.6.2 Commande direct cascadée logique floue adaptative - PI dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure suivante

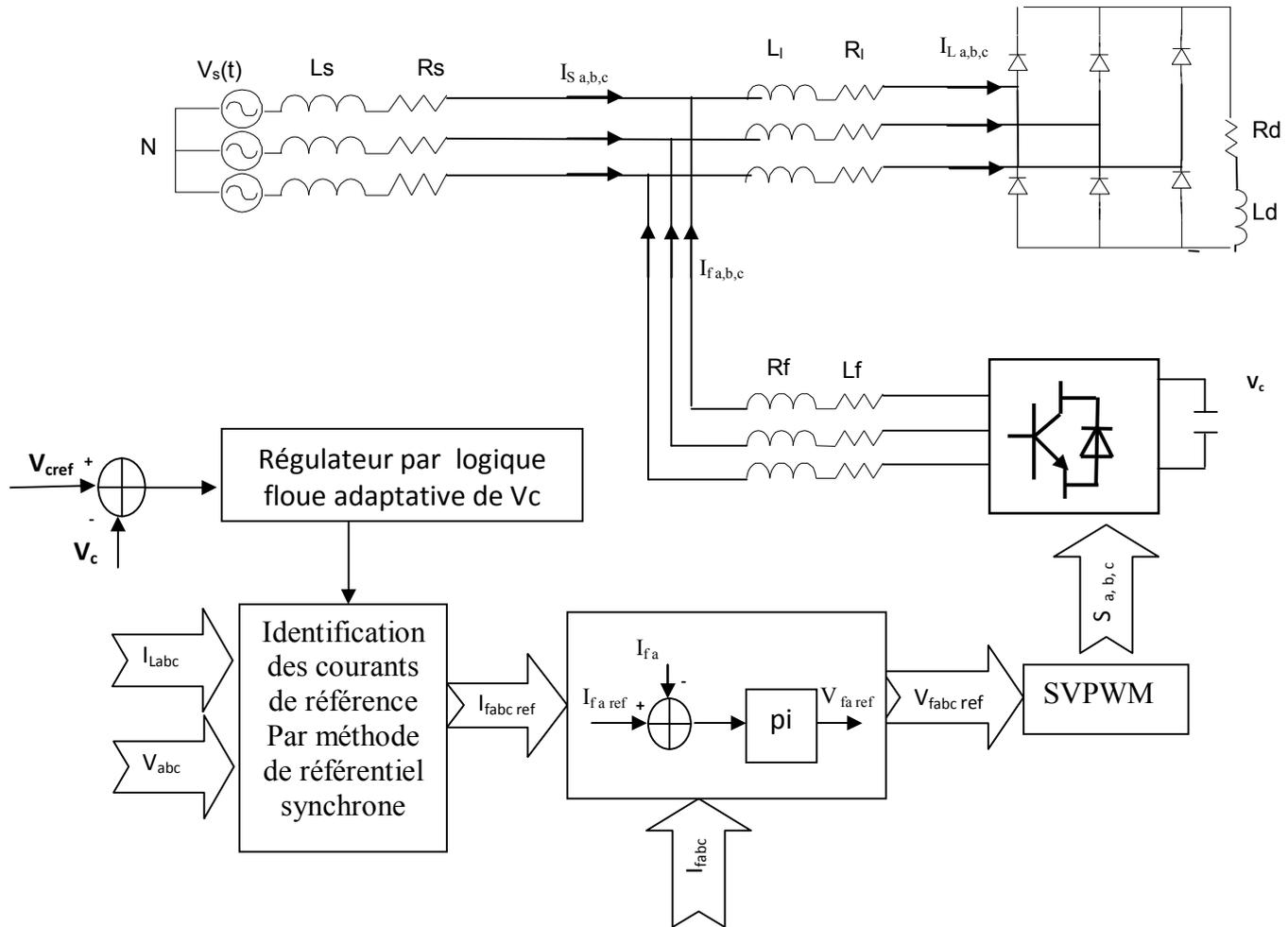
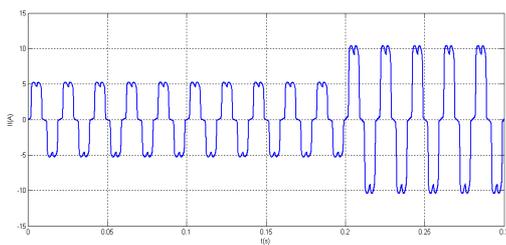


Figure (IV.20) : Commande directe cascadée logique floue – PI dans le repère triphasé

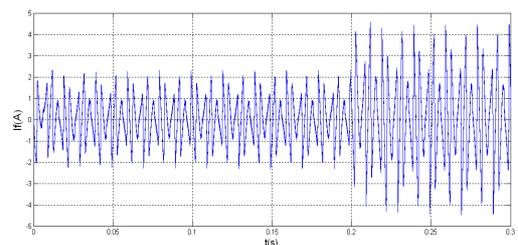
IV.6.2.1 Résultats de simulation

La simulation de la commande directe par logique floue adaptative dans le repère triphasé a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La bande d’hystérésis $\Delta i=0.2$.
- La référence de la tension continue est fixée à 420V.
- une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2s$.



a)



b)

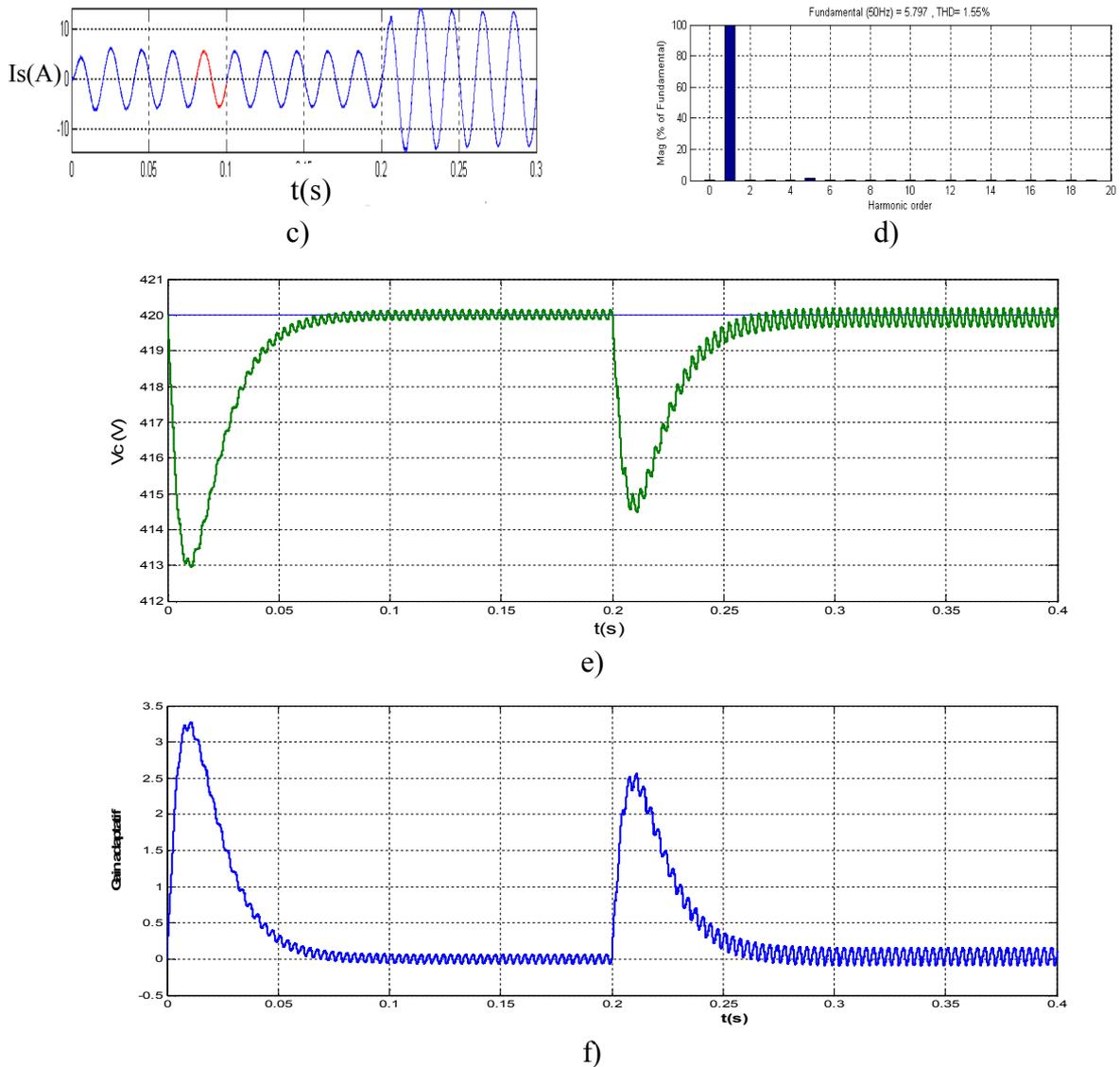


Figure (IV.21) : Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

a) courant de charge -b) courant injecté- c) courant de source - d) spectre d'harmonique e) tension aux bornes du condensateur - f) Gain adaptatif

IV.6.2.2 Interprétations des résultats

La figure (IV.21.a,b) représente le courant de charge et le courant injecté , mathématiquement on va sommer les deux courants pour donner une forme sinusoïdale, pratiquement ce somme montré par la figure (IV.21.c) Le spectre harmonique du courant de la source représenté par la figure (IV.16.d) montre que le THD obtenu est de 1.55% avant la variation de la charge. l'allure de la figure (IV 21.f) montre que le gain adapté avec la variation de tension continue .

IV.7 Validation expérimental de la commande floue à gain adaptatif :

Les essais expérimentaux effectués sur le même banc détaillé au chapitre deux, en appliquant la commande par logique floue à gain adaptatif se résume par l'essai du régime permanent sur lequel est effectué l'analyse spectrale des signaux, l'essai de fermeture du FAP sur le réseau et de modification de la charge non linéaire. Notons que tous les essais sont effectués avec les mêmes paramètres et conditions.

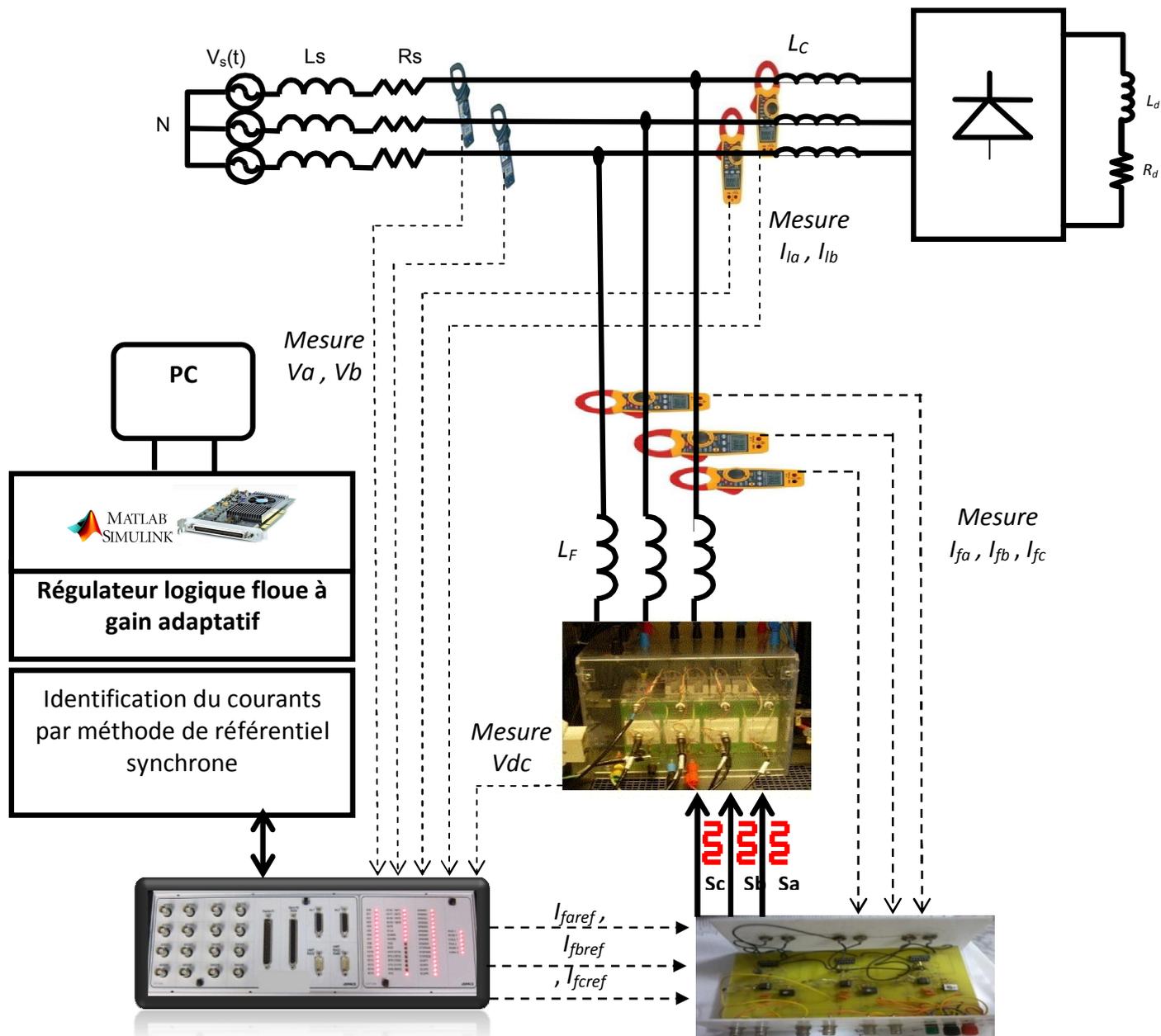


Figure (IV .22) Validation expérimental de la commande floue adaptative

Après la fermeture du FAP le fonctionnement en régime permanent, commandé par la commande à logique floue adaptative et pour une charge non linéaire PD3, est illustré sur les figures suivantes :

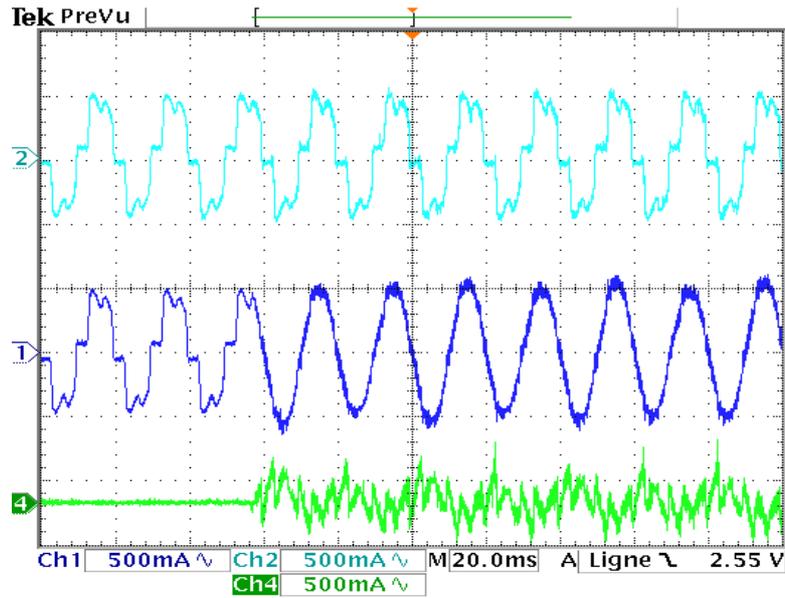


Figure (IV. 23) Résultat expérimental du FAP Courant de charge , courant de source $I_{sa}(A)$
 Courant harmonique $i_f(a)$ Ch1 and Ch2 scale: 5 A/div , Ch4 5 A/div. Temps scale: 20 ms/div

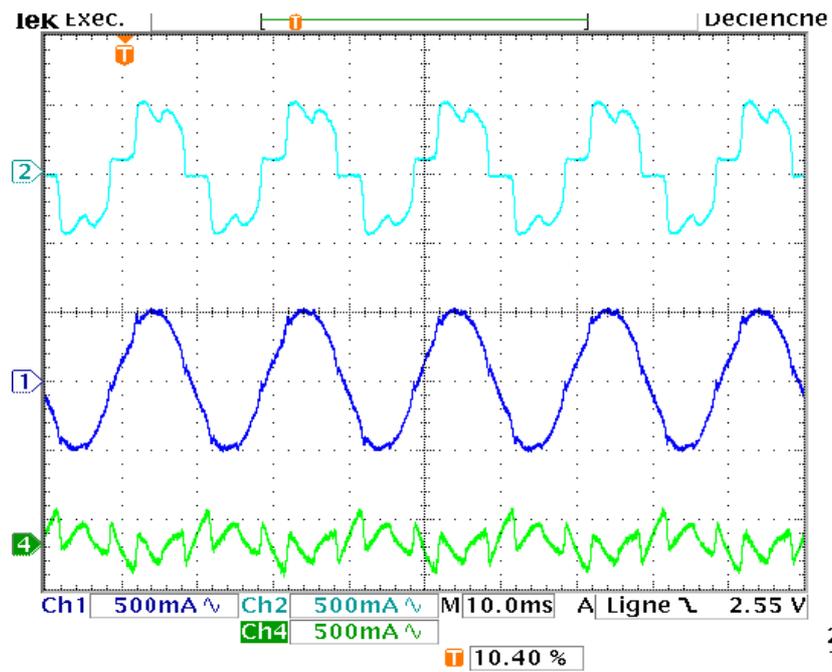


Figure (IV . 24) Résultat expérimental du FAP Courant de charge , courant de source $I_{sa}(A)$
 Courant harmonique $i_f(a)$ après filtrage Ch1 et Ch2 scale: 5 A/div , Ch4 5A/div. Temps scale: 20 ms/div

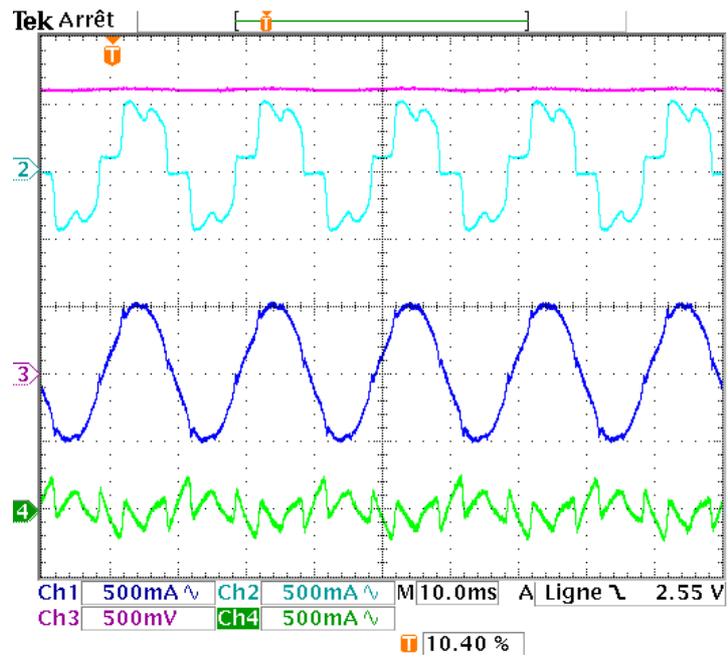


Figure (IV . 25) Résultat expérimental du FAP après filtrage : Courant harmonique i_f (A), Courant de source i_s (A), Tension de source V_s (V) and La tension V_{dc} (V). Ch3 et Ch4 scale: 5 A/div; Ch1 scale: 100 V/div; time scale: 10 ms/div.

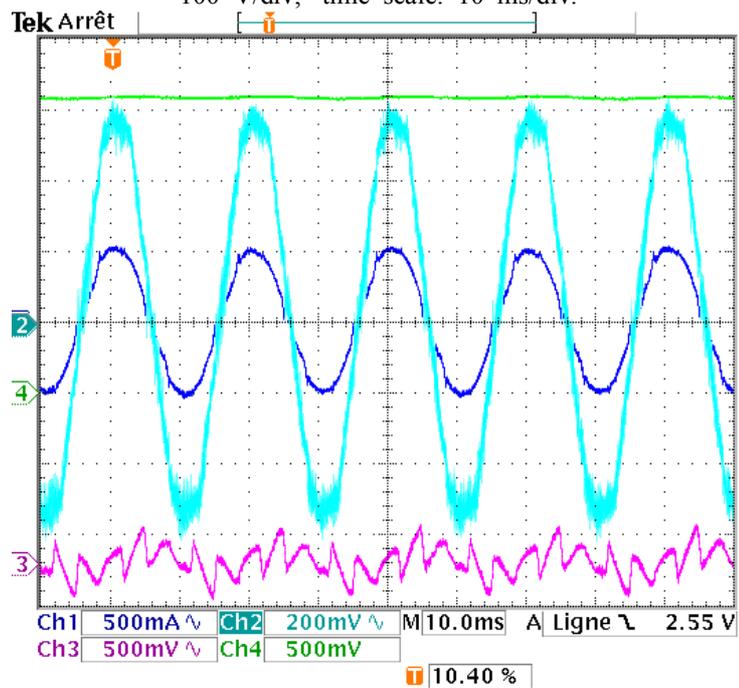
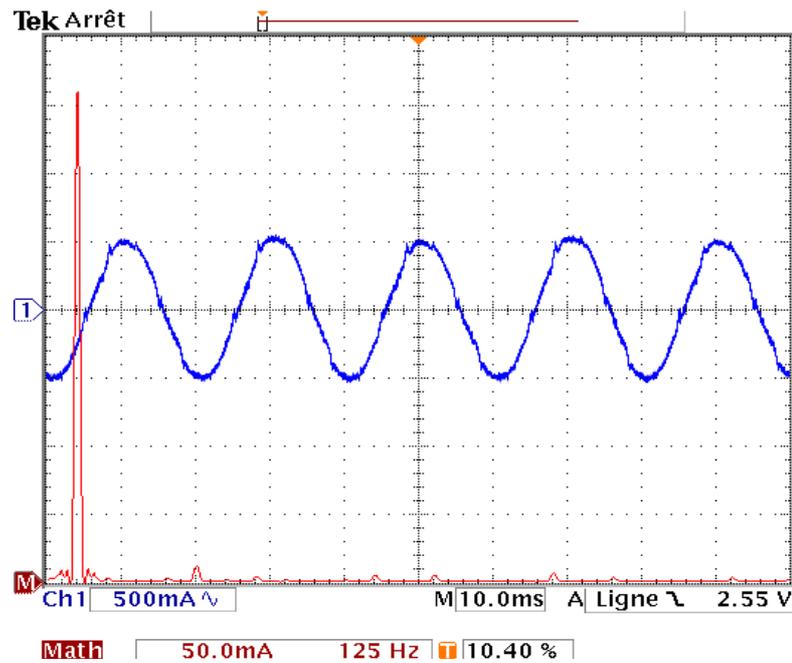


Figure (IV. 26) Résultat expérimental du FAP après filtrage : Courant harmonique i_f (A), Courant de source i_s (A), Avec la tension V_s (V) et La tension V_{dc} (V). Ch3 et Ch1 scale: 100 V/div; Ch3 scale: 40 V/div; time scale: 10 ms/div.



Figure(IV.27) Analyse spectral du courant de source $i_s(A)$

Après la connexion du FAP les courants des réseaux sont sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions de phase ce qui revient à dire que le facteur de puissance est unitaire comme le montre les figures (IV.25 .26 .27) la tension V_{dc} suite parfaitement sa référence La Figure(IV.18) présente ainsi le taux de distorsion acceptables respectivement $THD=3.12\%$

Pour tester la robustesse de la commande AFC , la réponse du FAP vis-à-vis de la variation de la charge polluante à l'instant $t=0.13s$ est présenté sur la figure (IV.27) on remarque que la tension réponde rapidement avec un temps de 60 ms qui montre l'efficacité de la commande AFC

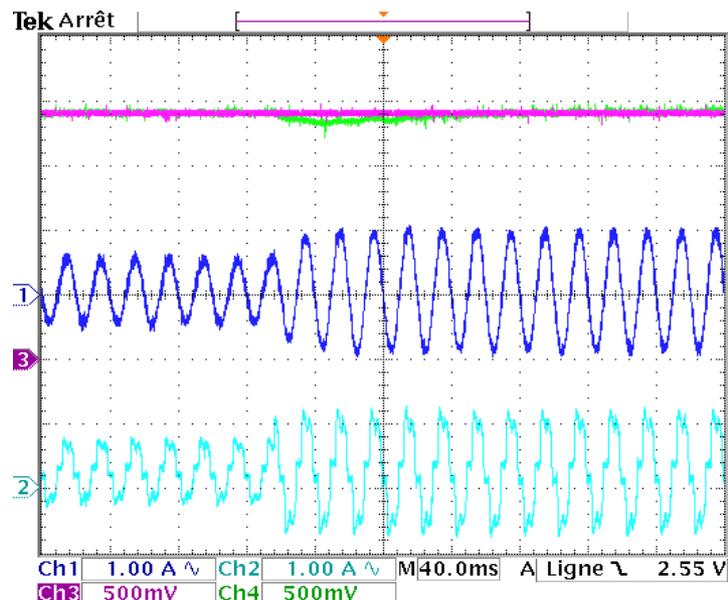
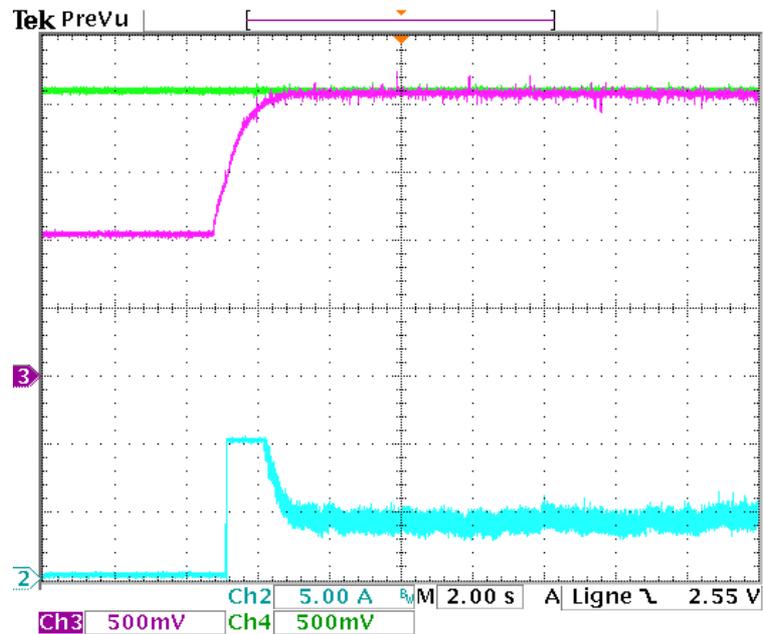
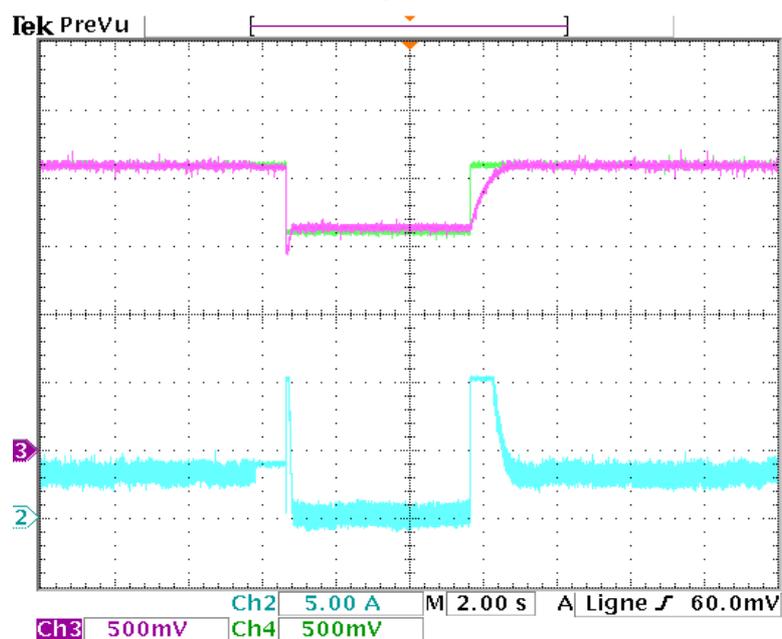


Figure (IV . 28) Résultat expérimental du FAP lors de variation de la charge : Courant de source $i_s(A)$, Courant de charge $i_L(A)$ et La tension $V_{dc}(V)$ et sa référence. Ch1 and Ch2 scale: 5 A/div; Ch3 et Ch4 scale: 100 V/div. Time scale: 40 ms/div.

Il est bien clair que l'application de la commande floue à gain adaptatif améliorer le performance du FAP . D'après les figures (IV .29) (IV .30) et avec un double changement de référence de la tension continu 420-320 V , la tension suite effectivement sa référence avec une temps très réduite durant régime transitoire et pas de dépassement au niveau de la tension durant la variation de la tension , ainsi que le gain adapté avec ses variation comme illustré la figure (IV.30)



Figure(IV.29). du FAP par AFC: V_{dc} (V) et sa référence $V_{dc\ ref}$ (V), Ch3
Résultat expérimental et Ch4 scale: 100 V/div. Evaluation du gain de AFC GI, Ch2
5 A/div. Temps scale: 2 s/div



Figure(IV.30) Résultat expérimental du FAP par AFC: V_{dc} (V) et sa référence $V_{dc\ ref}$ (V), Ch3
et Ch4 scale: 100 V/div. Evaluation du gain de AFC GI, Ch2 5 A/div. Temps scale: 2 s/div

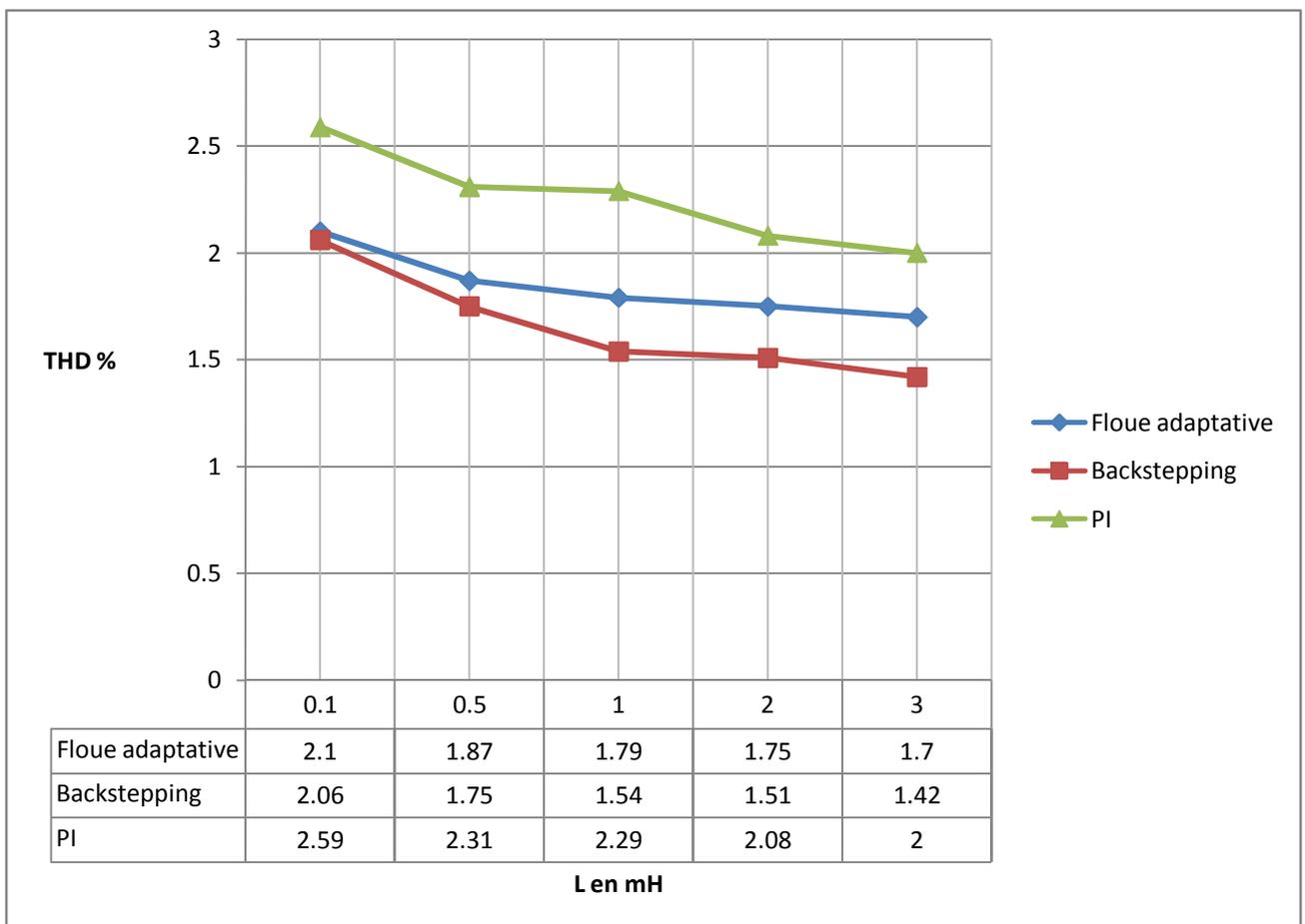
IV .8 Etude comparative :

IV .8.1.Influence des paramètres sur le THD par différent technique de commande :

Les performances du filtre actif dépendent du type de commande mis en œuvre ainsi que des paramètres du système. Dans cette partie, Nous allons étudier l'influence sur le THD des paramètres suivants : inductance de découplage L_f , valeur du condensateur C et bande d'hystérésis. Ces influences sont décrites respectivement sur les figures IV.31 et IV.32 ,IV.33 pour le filtre actif de puissance commandé dans le repère triphasé avec régulateurs PI , Floue adaptative et backstepping .

IV .8.2.Variation de l'inductance de découplage

Ce paragraphe illustre l'influence de l'inductance de découplage sur le THD du courant de source. Pour cela, nous fixons la tension de référence V_{dc} (420V). La figure suivante montre qu'une augmentation de cette inductance engendre une diminution du THD.



Figure(IV.31). Influence de l'inductance L_f sur le THD.

IV .8.3 Variation de la largeur de bande d’hystérésis

La figure IV.32 présente l’influence de la largeur de bande d’hystérésis sur le THD des courants de source. un contrôle par hystérésis à fréquence variable où le THD augmente sensiblement avec l’augmentation de la bande d’hystérésis

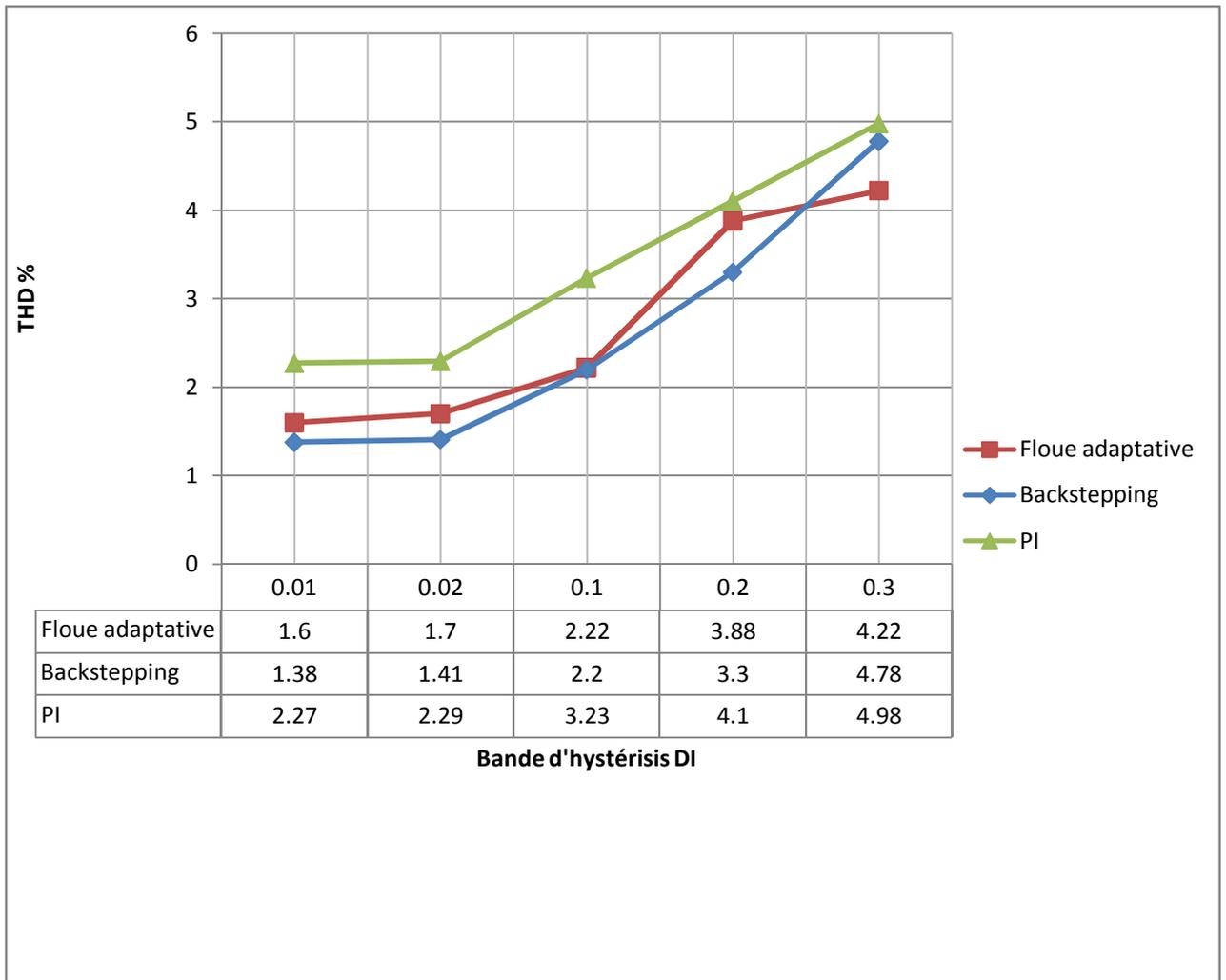


Figure.(IV.32). Influence de la bande d’hystérésis sur le THD

IV .8.4 Variation de la valeur du condensateur

La figure IV. 33 présente l'influence de variation de la valeur de condensateur sur le THD de courant de source

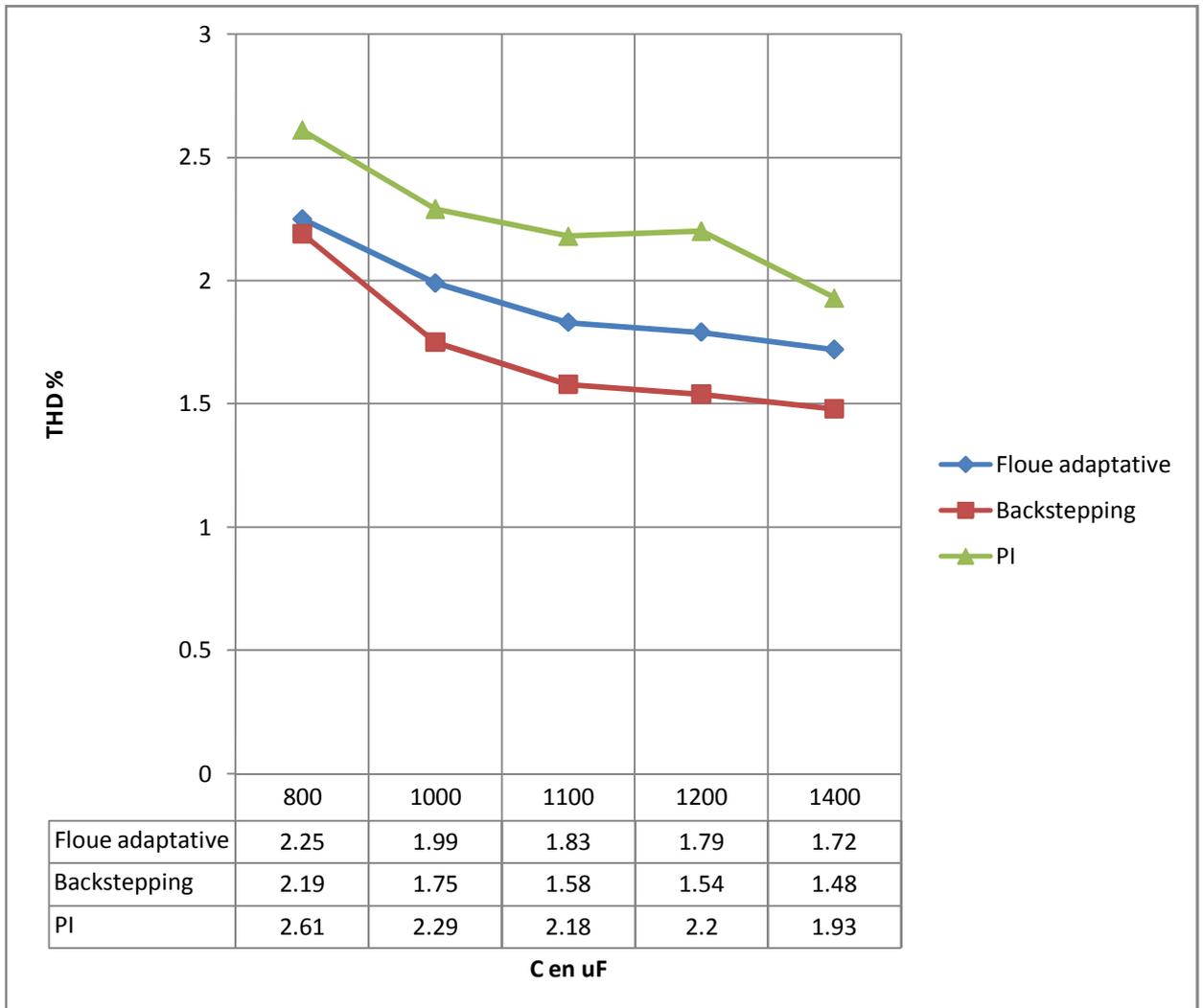


Figure.(IV.33). Influence de la valeur de C sur le THD

IV.9 Conclusion :

Ce chapitre a été focalisé sur l'application de logique floue à gain adaptatif dans la commande du filtre actif parallèle. L'extraction des harmoniques par un FMV avec la méthode du repère synchrone représentent la base de la commande directe. La génération des courants de référence de la source en se basant sur la régulation de la tension continue a été utilisée dans la commande directe.

Les résultats de simulation ont montrés que l'exploitation de la technique floue à gain adaptatif dans la commande du filtre actif parallèle améliore remarquablement ces performances. Il donne de bons résultats en termes de THD par rapport à l'utilisation des méthodes linéaires de commande. ET nous avons pu valider expérimentalement les résultats de simulations dans le cas d'un fonctionnement permanent, de régimes transitoires lors de la fermeture du FAP et de variation du niveau de la charge. L'analyse spectrale des signaux de courant et tension issus du régime permanent confirme que cette technique améliore la qualité des signaux de courant avec un taux de distorsion global $THD = 3.22\%$. De plus, grâce à l'analyse des résultats des transitoires, le régulateur floue à gain adaptatif assure une bonne dynamique du système et garde sa robustesse pour des changements du niveau de la charge pratiqués aussi bien en simulation qu'en pratique.

Conclusion générale

Cette thèse a été consacrée à l'étude des différentes stratégies destinées à la commande du filtre actif parallèle. Les performances du filtre actif dépendent non seulement du dimensionnement de son circuit de puissance, mais aussi du type de commande utilisée pour le contrôle de ses courants. L'extraction des courants harmoniques a été principalement basée sur la méthode des puissances active et réactive instantanées, la méthode modifiée des puissances active et réactive instantanées, la méthode du repère synchrone et la méthode à base du filtre multi-variable.

Pour atteindre ces objectifs, différentes stratégies de modulation de l'onduleur de tension à deux niveaux. Tels que la commande par hystérésis, la commande MLI sinusoïdale, la commande MLI vectorielle, ont été étudiées. La commande par hystérésis est robuste et simple à mettre en œuvre, mais sa fréquence de commutation est variable et incontrôlable. Ce qui ne peut être supporté par les éléments d'électronique de puissance constituant le filtre actif. Par contre, la commande par MLI sinusoïdale offre une fréquence de commutation fixe qui peut être imposée, ce qui simplifie le filtrage des harmoniques dus aux découpages. La commande par MLI vectorielle améliore les résultats du filtrage tout en conservant l'avantage d'une fréquence de commutation fixe.

Un banc expérimental a été réalisé au sein de notre laboratoire LGEB durant ces travaux de thèse. Il est constitué d'un filtre actif parallèle à structure tension, d'une charge non linéaire de type pont à diodes débitant dans une charge RL, d'un système de prototypage de type DSPACE (carte de prototypage DS1104) pour générer les références des courants harmoniques et d'une carte analogique réalisant le contrôle des courants harmoniques par hystérésis. Cette carte analogique a également été développée lors de ces travaux de thèse. Les résultats expérimentaux obtenus ont été présentés et discutés. Ils ont démontré les performances du filtrage des harmoniques proposé dans cette thèse et ont conforté les résultats obtenus par simulation

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les perturbations, en courant et en tension, des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté La méthode directe permet de réguler les courants du filtre actif des régulateurs de type PI dans les repères triphasé, synchrone et stationnaire ont été étudiés, du fait de sa structure simple, le PI est largement utilisé dans la commande du filtre actif. Les résultats de simulation montrent qu'il offre des performances satisfaisantes et nous avons présenté la validation expérimentale de la commande linéaire d'un filtre actif parallèle .

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la méthode de commande par backstepping. Cette méthode de commande a prouvé son efficacité dans la commande du filtre actif parallèle en offrant des bons résultats du THD du courant côté source. Cette méthode a été introduite avec commande directe dans les deux repères triphasé et stationnaire et aussi la validation expérimentale de la commande non linéaire par backstepping

Le quatrième chapitre a été concentré sur la méthode de commande par logique floue et son application dans la commande du filtre actif parallèle. Les résultats de simulation ont montrés l'efficacité et la robustesse de cette méthode dans la commande du filtre actif et le maintien de la tension continue lors de la variation de la charge polluante ainsi que la validation expérimentale de la commande logique floue à gain adaptatif .

D'après les résultats de simulations et expérimental obtenues, on peut mettre en évidence les propriétés essentielles suivantes :

- Les algorithmes basés sur la technique de la logique floue adaptative ou bien sur celle à backtepping sont relativement compliqués de point de vue structure et de mise en œuvre, en les comparons aux algorithmes utilisant le réglage conventionnel.

- La stratégie de commande utilisant les régulateurs classiques donne des résultats satisfaisants, mais qui sont de plus en plus mises en échec par le manque, de la robustesse due non seulement à une modélisation peu précise mais aussi à des conditions de fonctionnement, tel que l'effet de variation de charge ou des paramètres du filtre actif.

- La techniques de commande floue adaptative preuve de qualités intrinsèques intéressantes et offre une excellente robustesse surtout vis-à-vis la variation des paramètres du filtre actif

- Le choix des gains d'entrée et de sortie du contrôleur à logique floue adaptative a été subjectif et difficile à optimiser. On doit aussi prêter attention à certaines notions, telles que la répartition des fonctions d'appartenances, leur nombre, la définition et la conception de la table des règles.

- L'avantage le plus important de la technique de commande par logique floue adaptative par rapport aux autres stratégies de réglage est qu'on peut améliorer la structure du régulateur en agissant sur un certain nombre de facteurs constituons la configuration interne de ce type de contrôleur (les gains d'entrée et de sortie, fuzzification, les inférences et le bloc de défuzzification).

- Il est à signaler, qu'il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage par logique floue adaptative . Cette dernière est optimisée par tâtonnement à l'aide de test sur le système à régler. Par contre, on dispose de moyens de développement très efficaces, soit pour des programmes tournant sur des PC, ou des cartes

processeurs dédiées à la logique floue. Ces moyens permettent souvent de modifier en temps réel les fonctions d'appartenances et les règles d'inférences, sans devoir arrêter le processus. Cela facilite fortement la tâche pour trouver une stratégie de réglage convenable.

- La commande floue adaptative n'est pas un outil substituant à tout autre type de commande, mais plutôt une technique complémentaire utilisée surtout pour la régulation des processus complexes ou lorsque on ne dispose pas de modèles convenables du système à réguler.

- Il faudrait valider sur cite les résultats théoriques pour donner un avis définitif sur ces techniques de réglage.

Afin de développer et améliorer les performances dynamiques des systèmes de filtrage, on suggère d'étudier et d'utiliser d'autres techniques plus avancées tels que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques

- utilisation des onduleurs multi niveaux pour le filtrage
- Extension de cette étude vers les filtres hybrides ;

Les paramètres du banc d'essai :

Les tensions du réseau : $V_1=V_2=V_3=120V$

La fréquence du réseau : $f = 50 \text{ hertz}$.

La tension $V_{dc}= 420$

L'impédance du réseau : $L_s=1 \text{ mHenri}$

L'impédance de charge : $R_d =45 \quad L_d=1.3 \text{ mHenri}$

La fréquence d'hystérésis : 10 Khz

L'impédance de ligne du filtre actif : $L_f=3 \text{ mHenri}$

La capacité du compensateur actif : $C= 1100 \mu F$.

Carte dSPACE DS1104

2.1 Filtre Multi-Variable (FMV)

L'utilisation d'un filtre passe-bas ou passe-haut pour l'extraction des composantes harmoniques, permet d'obtenir une élimination plus ou moins suffisante de la composante continue, car : Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général, la fréquence de coupure est choisie basse, entre 5 et 35 Hz, ce qui engendre une instabilité du filtre actif de puissance lors de variation rapide de la charge.

Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avère insuffisante. Pour ces raisons, un nouveau type de filtre nommé FMV (filtre multi-variable) est utilisé, son principe de base s'appuie sur les travaux de *Song Hong Scok*, il est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes $\alpha\beta$ [1].

Le filtre multi-variable est très important pour construire une méthode d'extraction insensible dans le cas de déséquilibre de tension d'alimentation, soit pour le calcul des puissances instantanées, ou pour l'utilisation d'un circuit à PLL.

2.2 Principe de fonctionnement

Song Hong Scok a présenté dans ses travaux, comment on peut recouvrer la fonction de transfert équivalente d'une intégration dans la référence synchrone exprimée par :

$$V_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} U_{xy}(t) dt \quad (2.1)$$

Il a trouvé la fonction de transfert de cette équation sous la forme :

$$H(S) = \frac{V_{xy}(S)}{U_{xy}(S)} = \frac{S + j\omega}{S^2 + \omega^2} \quad (2.2)$$

Avec cette fonction de transfert, il a démontré que le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée, avec l'effet de l'intégration sur son amplitude. En plus, le diagramme de *Bode* montre que l'effet de cette fonction de transfert est similaire à un filtre à bande passante, si on ajoute des constantes k_1 et k_2 dans cette fonction de transfert on aura la fonction de transfert suivante :

$$H(S) = \frac{V_{xy}(S)}{U_{xy}(S)} = k_2 \frac{(S + k_1) + j\omega}{(S + k_1)^2 + \omega^2} \quad (2.3)$$

Il est démontré dans [1], que le choix de $k_1 = k_2 = k$ est nécessaire pour obtenir

($H(S) = 0$ dB) et un angle de déphasage nul entre l'entrée et la sortie, la fonction de transfert devient alors :

$$H(S) = \frac{V_{xy}(S)}{U_{xy}(S)} = k \frac{(S + k_1) + jw}{(S + k_1)^2 + w^2} \quad (2.4)$$

Le schéma de ce filtre est représenté par la figure (2.1) :

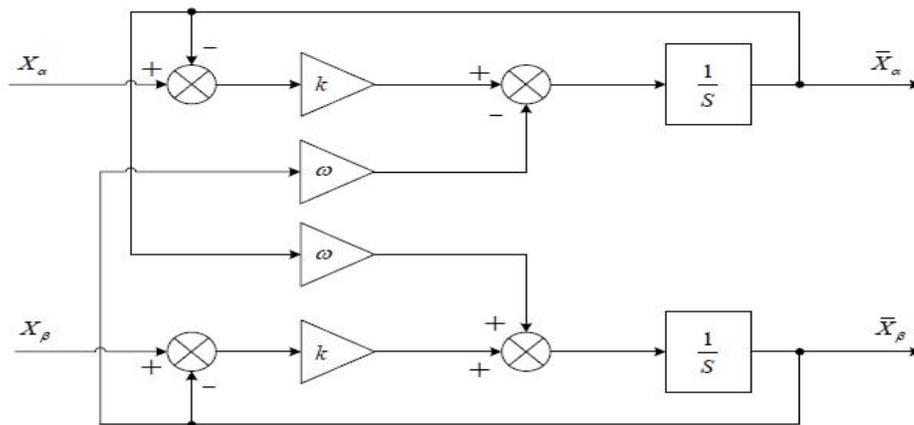


Figure (2.1) : Schéma de principe d'un FMV

Dans le repère stationnaire, les expressions des composantes fondamentales sont données par :

$$\begin{aligned} \hat{x}_\alpha &= \left(\frac{K}{S} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{S} \hat{x}_\beta(s) \right) \\ \hat{x}_\beta &= \left(\frac{K}{S} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{S} \hat{x}_\alpha(s) \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Où :

$x_{\alpha\beta}$: Signaux d'entrée dans le repère stationnaire ;

$\hat{x}_{\alpha\beta}$: Composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$;

$\omega_s = 2\pi f$: Pulsation fondamentale du réseau ;

k : Constante à fixer.

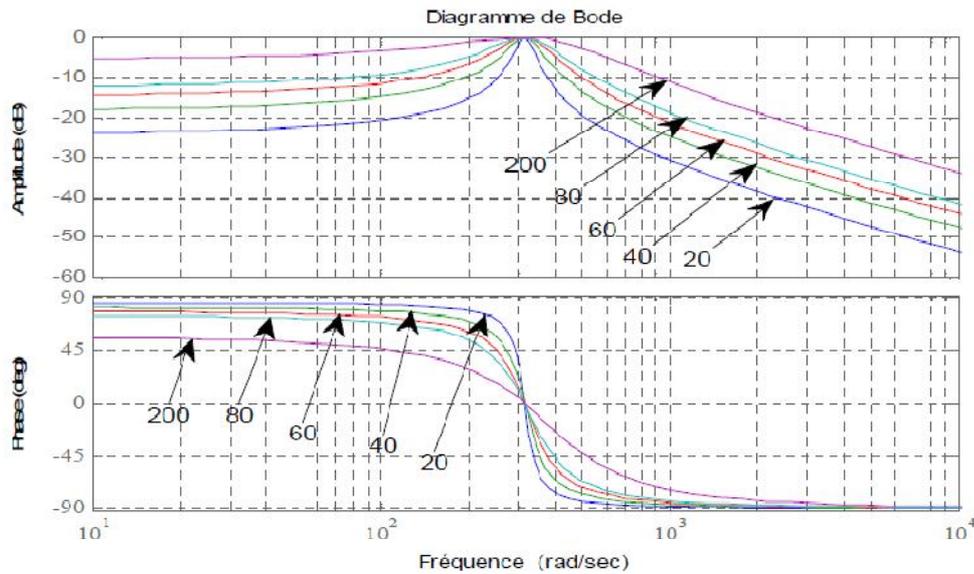


Figure (2.2) : Diagramme de Bode d'un FMV

La figure (2.2), représente le diagramme de Bode qui illustre les performances du filtre FMV accordé sur la fréquence fondamentale ($f_s = 50\text{Hz}$) pour différentes valeurs de k . On remarque qu'il n'y a pas de déphasage à la pulsation ω . On peut noter aussi que la sélectivité augmente lorsque k diminue.

Pour présenter le comportement du FMV pour des signaux équilibrés avec des harmoniques ou pour des signaux déséquilibrés, des simulations ont été réalisées :

Pour le premier cas, nous supposons que les trois signaux (ici des tensions par exemple) sont équilibrés et comportent des harmoniques de rangs 5 et 7. Les expressions des trois tensions sont alors de la forme :

$$\begin{aligned}
 V_a &= \sqrt{2}v_1 \sin(\omega t) - \sqrt{2}v_5 \sin(5\omega t) + \sqrt{2}v_7 \sin(7\omega t) \\
 V_b &= \sqrt{2}v_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}v_5 \sin\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}v_7 \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_c &= \sqrt{2}v_2 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}v_5 \sin\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}v_7 \sin\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Dans le second cas, en régime déséquilibré, nous avons considéré trois tensions différentes en amplitude comme suit : $V_a = 70\text{V}$, $V_b = 80\text{V}$ et $V_c = 100\text{V}$.

Les résultats de simulation obtenus témoignent de l'efficacité du FMV dans les deux cas étudiés (harmoniques et déséquilibre). Ce FMV donne toujours des bons résultats sans changement de phase ni d'amplitude. Les figures 2.3 et 2.4 montrent les résultats de simulation pour le premier cas (harmoniques) où le THD vaut 12,8 % en entrée du filtre (figure 2.3), et 0,67 % en sortie du filtre (figure 2.5).

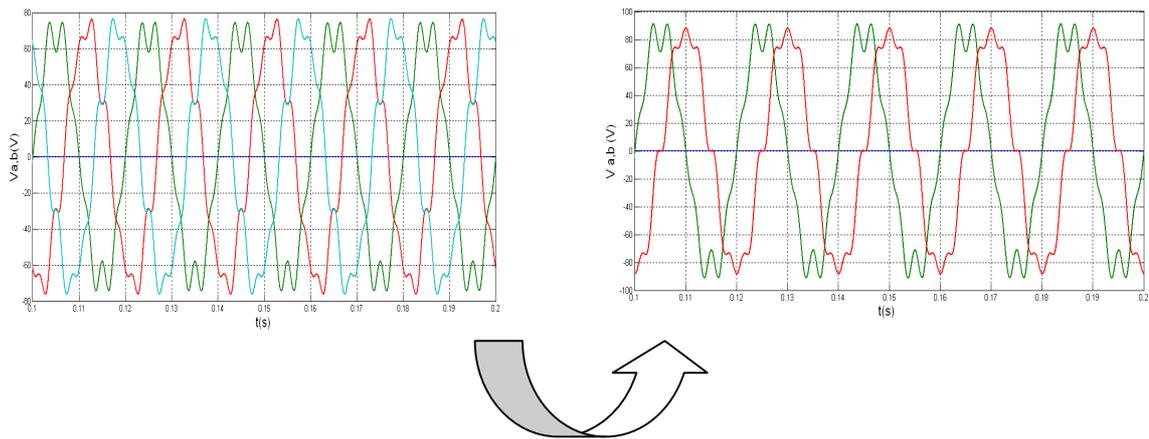


Figure (2.3) Tensions V_a, b, c et leur transformation $V_{\alpha, \beta}$ perturbés en régime équilibré dans l'entrée de FMV

Leur forme dans la sortie de FMV est :

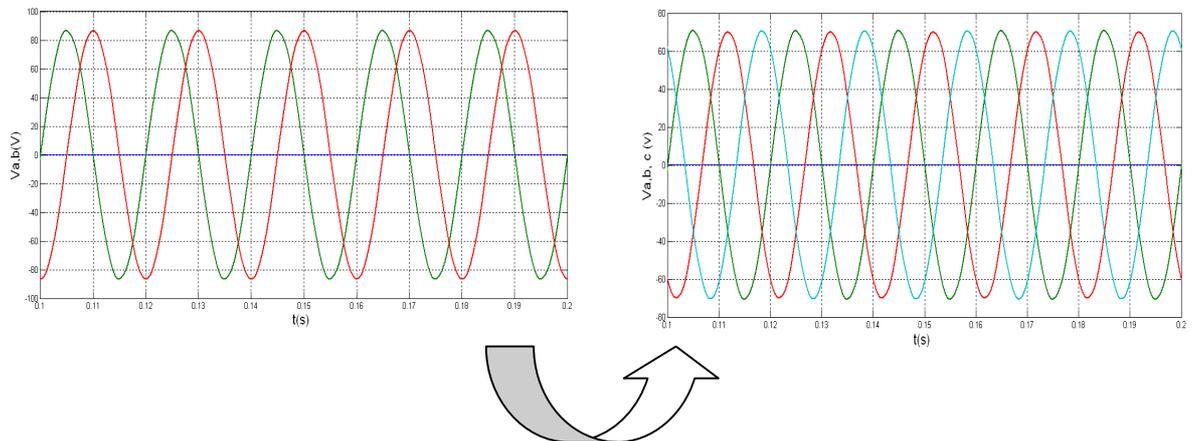


Figure (2.4) : Tensions $V_{\alpha, \beta}$ et V_a, b, c en régime équilibré dans la sortie de FMV

Les figures (2.5), (2.6) présentent les résultats de simulation dans le second cas (déséquilibre) où l'on peut noter que même dans le cas le plus défavorable où les signaux électriques sont déformés le filtre donne toujours des bons résultats.

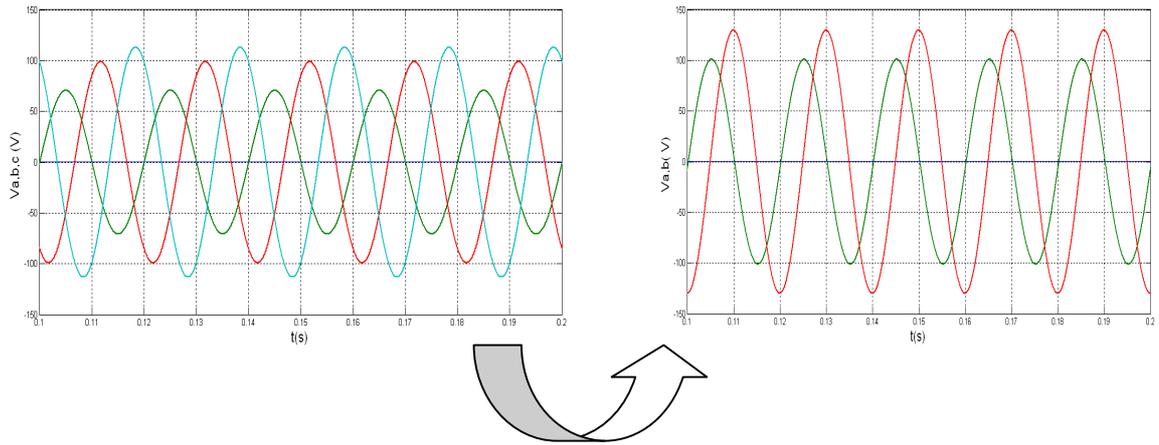


Figure (2.5) : Tensions V_a, b, c et leurs transformation $V_{\alpha, \beta}$ déséquilibré dans l'entrée de FMV

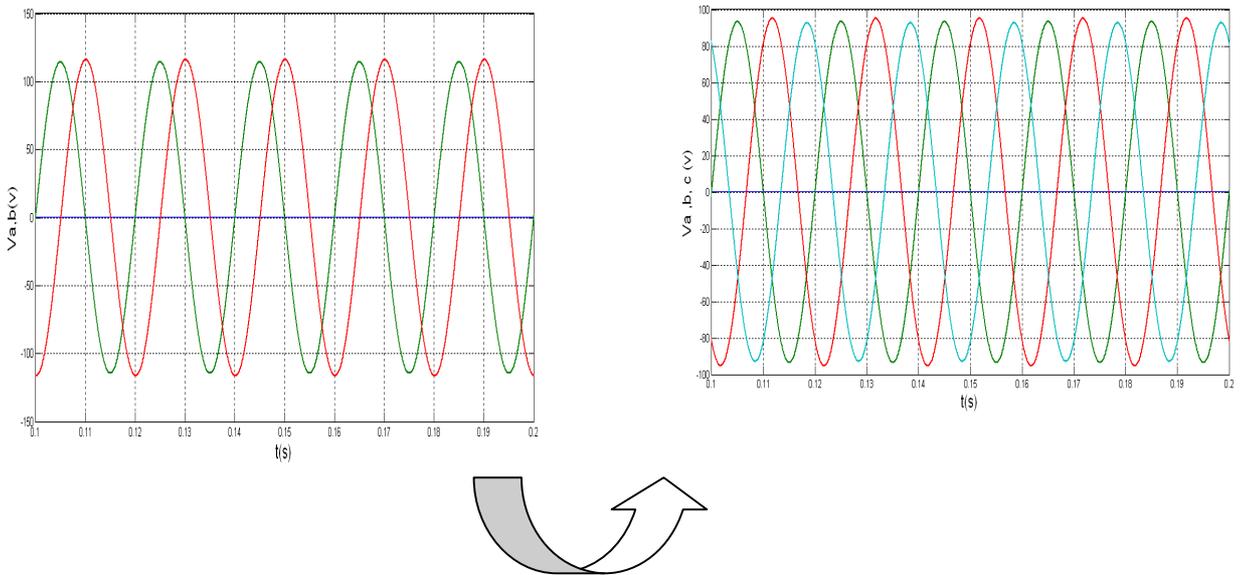


Figure (2.6) : Tensions $V_{\alpha, \beta}$ et V_a, b, c en régime déséquilibré dans la sortie de FMV

BIBLIOGRAPHIE

- [01] Mohamed Muftah Abdusalam, « Structures et Stratégies de Commande des Filtres Actifs Parallèle et Hybride avec Validations Expérimentales », Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [02] N. Bruyant, « Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré ». Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, (1999).
- [04] N. Zaveri et A. Chudasama, « Electrical Power and Energy Systems Control strategies for harmonic mitigation and power factor correction using shunt active filter under various source voltage conditions », *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 42, n° 1, p. 661-671, 2012.
- [05] S. Jamali and S.A. Mousavi « a new control scheme for shunt hybrid power » Center of Excellence for Power System Automation and Operation Iran University of Science and Technology , UPEC 2007
- [06] Wei-Feng Zhang and Yue- Hui Yu, «Comparison of Three SVPWM Strategies», *Journal of Electronic Science and Technology of China*, Vol. 5, No. 3, 2007, pp. 283- 287.
- [07] J.C. Das, « Passive filters – potentialities and limitations» *IEEE Trans. Ind. Appl.* 40(1) (2004) 232–241.
- [08] M. AlaaEddin Alali, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension», Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [09] I. ETXEBERRIA, « Actionneurs réseaux dédiés à la qualité d'énergie ». Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, (2003).
- [10] Ab. Hamadi, , S. Rahmani « A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power » *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, 2009*
- [11] Ab. Hamadi, , S. Rahmani and K. AI-Haddad, Fellow, « A Hybrid Passive Filter Configuration for VAR Control and Harmonic Compensation » *International Symposium on Industrial Electronics , TIE-0235-2009.*
- [12] CHAOUI, Abdelmadjid. « Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires ». Thèse de doctorat. Univ Setif 2010.
- [13] BELHAOUCHET, Nouri. « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie». Thèse de doctorat. Univ Setif 2011.
- [14] BOUAFIA , Abdeouahab. « Techniques de commande prédictive et floue Pour les systèmes d'électronique de Puissance: application aux redresseurs a MLI». Thèse de doctorat. Univ Setif 2010.

- [15] A. Chaoui, F. Krim, J. P. Gaubert, and L. Rambault, «DPC Controlled Three-phase Active Filter for Power Quality Improvement», *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 30, pp. 476–485, 2008
- [16] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, «Simple Direct Power Control of Three-phase PWM Rectifier using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, April 2004
- [17] Abdelouahab Bouafia , Fateh Krim , Jean-Paul Gaubert , « Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation » *Energy Conversion and Management*, 2009, vol. 50, no 1, p. 6-13.
- [18] H .Akagi, E.H . Watanabe « Instantaneous Power Theory And applications to power conditioning » IEEE press , 2007 .
- [19] M. Popescu, A. Bitoleanu, et V. Suru, « A DSP-Based Implementation of the – Theory in Active Power Filtering Under Nonideal Voltage Conditions », *IEEE Transactions On Industrial Informatics* vol. 9, no 2, p. 880-889, 2013.
- [20] M. Abdusalam, P. Poure and S. Saadate, « A New control scheme of hybrid active filter using Self-Tuning Filter POWERENG» *International Conference on Power Engineering , Energy and Electrical Drives*, Setubal Portugal, 12-14 April (2007).
- [21] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, «A Model-Based Direct Power Control for Three-Phase Power Converters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1647-1657, April 2008
- [22] M. Abdusalam, P. Poure and S. Saadate, « Study and experimental validation of harmonic isolation based on Self-Tuning-Filter for three-phase active filter ». *ISIE, IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, UK, (2008).
- [23] M. Haddad, S. Ktata, S. Rahmani, et K. Al-haddad, « Real time simulation and experimental validation of active power filter operation and control », *ScienceDirect Math.Comput. Simul.*, p. 1-11, 2015.
- [24] N. Mesbahi, A. Ouari, D. Ould, et T. Djamah, « Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 108, p. 113-123, 2014.
- [25] V. Soares et al, « An instantaneous active and reactive current component method for active filters», *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, n° 4, pp. 660-669, July 2000.
- [26] F. Mekri, M. Machmoum, B. Mazari and N. A. Ahmed, « Determination of voltage reference for series active power filter based on a robust PLL system ». *ISIE, IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, (2007).
- [27] M. C. Ben Habib, E. Jacquot et S. Saadate, «An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter », *International Conference on Renewable Energy and power Quality*. 2003. p. 9-11

- [28] B. Mohamed Choukri, «Contribution à l'Etude des Différentes Topologies et Commandes des Filtres Actifs Parallèles à Structure Tension : Modélisation, Simulation et Validation Expérimentale de la Commande », Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I, Décembre 2004.
- [29] S.Beaulieu, M. Ouhrouche « real-time modelling and simulation of an active power filter» IASTED International Conference on Power and Energy Systems PES 2007, Clearwater, Florida U.S.A.
- [30] Suttichai Saetieo, Rajesh Devaraj, and David A. Torrey «The Design and Implementation of a Three-phase Active Power Filter Based on Sliding Mode Control » IEEE transactions on industry applications, vol. 31, no. 5, Seitembew october 1995
- [31] J. Alonso-Martínez, J. Eloy-García, et S. Arnaltes, « Direct power control of grid connected PV systems with three level NPC inverter », Sol. Energy, vol. 84, n° 7, p. 1175-1186, 2010.
- [32] Bouzidi, A. Benaissa, et S. Barkat, « Electrical Power and Energy Systems Hybrid direct power / current control using feedback linearization of three-level four-leg voltage source shunt active power filter », Int. J. Electr. Power Energy Syst., vol. 61, p. 629-646, 2014.
- [33] H. Hadri, et al. « A nonlinear adaptive backstepping approach applied to a three phase PWM AC–DC converter feeding induction heating» Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul. 14 (4) (2009) 1515–1525.
- [34] AbderRezak Benaskeur and André Desbiens , « Backstepping-Based Adaptive PID Control » IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2002, vol. 149, no 1, p. 54-59.
- [35] Hamadi, A., AL-haddad, K., Rahmani, S., et al « Comparison of fuzzy logic and proportional integral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor » Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT'04. 2004 IEEE International Conference on. IEEE, 2004. p. 645-650.
- [36] P. Karuppanan, M. Kamalakanta, « PLL with PI, PID and fuzzy logic controllers based shunt active power line conditioners» in: IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES, 2010, pp. 1–6.
- [37] M. ENGEL, « Introduction à la logique floue», cours DESS –AII.
- [38] Fateh krim , Soumia Kerrouche « Three-phase Active power filter based on fuzzy logic » International journal of sciences and techniques , IJ-STA, Volume 3,N°1, july 2009 , pp 942 -955
- [39] Golea, Nouredine, Golea, Amar, et Benmahammed, Khier « Fuzzy model reference adaptive control» Fuzzy Systems, IEEE Transactions on, 2002, vol. 10, no 4, p. 436-444.
- [40] Mohamed Abdusalam, Philippe Poure and Shahrokh Saadate «Study and experimental validation of Harmonic Isolation Based on High Selectivity Filter for Three- Phase Active Filter » IEEE-Transactions on industry applications, 978-1-4244-1666 2008.

- [41] Fan Shaosheng and Wang Yaonan « Fuzzy Model Predictive Control for Active Power Filter » 2004 IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT2004) April 2004 Hong Kong
- [42] LU Yongkun , XIA Chaoying « Improved Direct Adaptive Fuzzy Controller for Single-Phase Active Power Filter » Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery 2008 IEEE.
- [43] LI, Zhi-hua, LIU, Zhen, et LV, Zhen-bin. «Self-adaptive fuzzy PI control of DC voltage in active power filter » Chinese Journal of Power Sources, 2010, vol. 6, p. 025.
- [44] Suresh, Y., Panda, Anup Kumar, M. «Real-time implementation of adaptive fuzzy hysteresis-band current control technique for shunt active power filter » Power Electronics, IET, 2012, vol. 5, no 7, p. 1188-1195.
- [45] G. delvino, m. liserre, p. zanchetta « A New Fuzzy Logic Strategy For Active Power Filter » Power Electronics and Variable Speed Drives, 18-19 September 2000, Conference Publication No. 475 0 IEEE 2000
- [46] T Narasa Reddy , M V Subramanyam «Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Mitigation of Harmonics with Different Membership Functions » 2009 International Conference on Advances in Computing, Control, and Telecommunication Technologies
- [47] Hirofumi Akagi and Ryota Kondo « A Transformerless Hybrid Active Filter Using a Three-Level Pulsewidth Modulation (PWM) Converter for a Medium-Voltage Motor Drive » IEEE Transactions on power electronics, vol. 25, no. 6, june 2010
- [48] Simon Ostrožnik, Primož Bajec and Peter Zajec, « A Study of a Hybrid Filter » IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 3, MARCH 2010
- [49] S. Hou et J. Fei, « Control Engineering Practice Adaptive fuzzy backstepping control of three-phase active power filter », Control Eng. Pract., vol. 45, p. 12-21, 2015.
- [50] M. Haddad, S. Ktata, S. Rahmani, et K. Al-haddad, « Real time simulation and experimental validation of active power filter operation and control », ScienceDirect Math. Comput. Simul., p. 1-11, 2015.
- [51] Pereira, Rondineli Rodrigues, DA SILVA, Carlos Henrique et al. «New strategies for application of adaptive filters in active power filters. » Industry Applications, IEEE Transactions on, 2011, vol. 47, no 3, p. 1136-1141.
- [52] C. Sharmeela, M.R. Mohan, G. Uma, J. Baskaran, «Fuzzy logic based controlled three phase shunt active filter for line harmonics reduction» J. Comput. Sci. 3 (2) (2007) 76–80.
- [53] J. Fei, S. Hou, «Robust adaptive fuzzy control for three-phase active power filter» 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL,2012.
- [54] A. Sakthivel, P. Vijayakumar, A. Senthilkumar, et L. Lakshminarasimman, « Control Engineering Practice Experimental investigations on Ant Colony Optimized PI control algorithm for Shunt Active Power Filter to improve Power Quality », Control Eng. Pract.,vol. 42, p. 153-169, 2015.

- [55] L. U. Yongkun, «Improved Direct Adaptive Fuzzy Controller for Single-Phase Active Power Filter », *fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, 2008. FSKD'08. Fifth International Conference on. IEEE, 2008. p. 90-94..
- [56] P. Karuppanan, M. Kamalakanta, «PLL with PI, PID and fuzzy logic controllers based shunt active power line conditioners » *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES*, 2010, pp. 1–6.
- [57] L. Saad L. Zellouma «Fuzzy Logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power» *Electr. Power Syst. Res.* 79 (10) (2009) 1337–1341.
- [58] FEI, Juntao et HOU, Shixi « Adaptive fuzzy control with supervisory compensator for three-phase active power filter» *Journal of Applied Mathematics*, 2012, vol. 2012.
- [59] Ouadi, A. A. Chihab, et F. Giri, « Electrical Power and Energy Systems Adaptive nonlinear control of three-phase shunt active power filters with magnetic saturation », *Int. J. Electr. POWER ENERGY Syst.*, vol. 69, p. 104-115, 2015.
- [60] M.T. Benchouia, A. Ghamri, M.E.H. Benbouzid, A. Golea, S.E. Zouzou, «Fuzzy Model Reference Adaptive Control of power converter for unity power factor and harmonics minimization», *Proceeding of the IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems IEEE ICEMS 2007*, (Eds), Vol. , pp1239-1243, October 2007
- [61] Wenjin Dai, Baofu Wang «A Novel Fuzzy Logic Controller for Active Power Filter» *CIMSA 2009 - International Conference on Computational Intelligence for Measurement Systems and Applications Hong Kong, China*
- [62] M. Benchouia, I. Ghadbane, A. Golea, K. Srairi, et M. H. Benbouzid, « Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter », *Energy Procedia*, vol. 50, p. 504-511, 2014.
- [63] Benchouia, m. t., Ghadbane, i., Golea, A., et al « Implementation of adaptive fuzzy logic and PI controllers to regulate the DC bus voltage of shunt active power filter » *Applied Soft Computing*, 2015, vol. 28, p. 125-131.
- [64] Jain, S. K., Agrawal, P., et Gupta, H. O. «Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement» *Electric Power Applications, IEE Proceedings-. IET*, 2002. p. 317-328.
- [65] www.dspace.com
- [66] Hagra, Ashraf, Zaid, Sherif, ELKOUSY, Ahmed Alaa «Performance comparison of shunt active power filter for interval type-2 fuzzy and adaptive backstepping» controllers. *International Journal of Modelling, Identification and Control* 5, 2014, vol. 21, no 3, p. 27287.

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في الشبكات الكهربائية هي في تفاقم مقلق خاصة مع تزايد استعمال الحمولات غير الخطية . هذا العمل يمثل دراسة وتطبيق مصفي فعال متوازي ثلاثي الطور و مختلف الطرق المستعملة في التحكم به ، لكي نتحكم في المصفي الفعال هناك نقطتين هامتين يجب الاهتمام بهما : كيفية استخراج التيار المحمل بالتوافقيات و التحكم في التيارات المبعوثة من طرف المصفي الفعال في الشبكة الكهربائية ، هناك العديد من الطرق لاستخراج التيارات المحملة بالتوافقيات منها طريقة الاستطاعة اللحظية و الطريقة المغيرة للاستطاعة اللحظية و الطريقة المعتمدة على المصفي متعدد المتغيرات . ثلاث أنواع من الطرق للتحكم في التيار ، التحكم في عرض الذبذبة وبواسطة التحكم الشعاعي و الطريقة التخلفية الكلاسيكية و من أجل تحسين نوعية الطاقة الكهربائية قمنا بدراسة بالحاكاة و من ثم إنجاز تطبيقي لمختلف الطرق الخطية و اللاخطية ، التحكم بواسطة معدل التكامل ، و الرجوع المرحلي و التحكم بالنمط الغامض ولقد لمسنا أهميتها من خلال تخفيض نسبة التوافقيات

مفاتيح الكلمات:

مصفي فعال متوازي - التحكم الشعاعي - التحكم بالرجوع المرحلي- التحكم بالمنطق الغامض - التوافقات - الإستطاعة اللحظية ، تيار محمل بالتوافقيات .

Résumé :

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non-linéaires

Ce travail présente une étude et réalisation du filtre actif parallèle triphasé et les différentes méthodes utilisées dans sa commande. La commande du filtre actif parallèle basé sur deux axes distincts : l'un concerne l'identification des courants harmoniques et l'autre s'intéresse au contrôle des courants injectés dans le réseau par le filtre actif. Il existe plusieurs méthodes d'identification des courants harmoniques tels que la méthode des puissances instantanées, la méthode modifiée des puissances instantanées, la méthode de détection synchrone et la méthode basée sur un filtre multi-variables.

Trois types de contrôleurs de courant sont envisagés : hystérésis classique, MLI et MLI vectorielle. De plus, dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique, différentes techniques de commande linéaires et non-linéaires sont introduites, Il s'agit particulièrement de la commande par PI , par backstepping et par logique floue à gain adaptatif . Ces méthodes été élaborées et analysées en simulation puis validées expérimentalement sur le banc d'essai du ont laboratoire utilisant la carte dSPACE. Une comparaison détaillée est établie avec comme critères la simplicité d'implémentation, la stabilité et la robustesse de la commande et finalement la qualité de l'énergie fournie relativement aux normes imposées.

Mots clés :

Filtre Actif Parallèle , puissances instantanées, courants harmoniques, taux de distorsion harmonique, Backstepping, logique floue adaptative .

Abstract :

The problem of harmonic pollution in distribution electrical networks is becoming more and more worrying with the increasing use of nonlinear loads.

This work presents a study and hardware realization of three shunt active filter and the different methods used in their command. The command of three active filter based in two axis : the one harmonic current identification and the other is the control of the current how inject by the active filter in the networks , there are several method to identified harmonic current , instantaneous power and modified instantaneous power , Synchronous reference frame and method based for self tuning filter . Three tips of current control: SVPWM , PWM (space vector pulse width modulation) , classical hysteresis . for improvement electrical energy , many method of command used , by Backstepping and adaptive fuzzy logic . Their efficiency in the term of their decrease THD .

Keys words:

shunt active filter , instantaneous power, harmonic current , harmonic distortion ,backstepping , adaptive fuzzy logic.