



République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de
La Recherche Scientifique
Université Mohamed Kheider - Biskra**



**FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
Laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB**

Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option

Electricité industrielle

-Thème-

Commande d'un Filtre Actif Triphasé Parallèle Par Différents Régulateurs

Par

GHADBANE Ismail

Soutenu le : 24 /02/2011

Devant le jury composé de

Président	:K.SRAIRI	Professeur	Université de Biskra
Rapporteur	: M.T . BEN CHOUIA	Maître de conférences	Université de Biskra
Examineur	: A. GOLEA	Professeur	Université de Biskra
Examineur	: L.BENDAAS	Maître de conférences	Université de Batna

Année Universitaire 2010/2011

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire 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 ce mémoire . 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 K .SRAIRI Professeur de l'université de BISKRA a accepté la présidence de mon jury de ce mémoire .

Monsieur A .GOLEA Professeur de l'université de BISKRA , de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur .

Monsieur L .BENDAAS maitre de conférences de l'université de BATNA pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Monsieur S BARKAT maitre de conférences de l'université de M'sila de m'avoir orienté dans mon travail .

Finalement , je tiens à exprimer ma très profonde gratitude à **mes parents** pour leur soutien morale et matériel et mes frères , mes sœurs , mes amis .

SOMMAIRE

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

Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques

I.1 Introduction	9
I.2 Les Perturbations Harmoniques	9
I.3 Caractéristique De La Pollution Harmonique	10
I.4 Déséquilibre du courant et de la tension	12
I.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques	14
I.6 Solutions modernes.....	16
I.6.1 Le Filtre Actif Parallèle (F.A.P)	16
I.6.2 Le Filtre Actif Série (F.A.S).....	18
I.6.3 La combinaison parallèle-série actifs (UPQC)	19
I.6.4 Combinaison hybride active et passive	19
I.7 Conclusion	21

Chapitre II : Commande linéaire du filtre actif parallèle

II.1 Introduction :	22
II.2 Filtre actif parallèle	22
II.3 Identification des courants harmoniques	23
II.3.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées	24
II.3.2 Méthode du référentiel synchrone	28
II.4 Filtre actif parallèle à structure tension	29
II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	30
II.4.2 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé	31
II.4.3 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park)	32
II.4.4 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire	33
II.4.5 Système de stockage d'énergie.....	33
II.4.6 Filtre de couplage.....	35
II.5 Commande de l'onduleur	36
II.5.1 Commande par hystérésis.....	36
II.5.2. Commande par MLI sinusoïdale	36
II.5.3 Commande par MLI vectorielle	37
II.6 Commande du filtre actif parallèle.....	38
II.7. Méthode de commande directe basée sur la méthode de puissance instantanée :	40
II.8 Commande direct basée sur la méthode de référentiel synchrone :	51
II.8.1 Commande directe dans le repère triphasé :	51
II.8.2 Commande directe dans le repère synchrone	54
II.8.3 Commande directe dans le repère stationnaire.....	58
II.9 Conclusion	60

Chapitre III : Commande par mode glissant du filtre actif parallèle

III.1 Introduction :	61
III.2 Principe de la commande par mode glissant	61
III.3. Choix de la surface de glissement	62
III.4 Conditions d'existence et de convergence	63
III.5 Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle	66
III.5.3 Commande directe par mode glissant dans le repère stationnaire	72
III.5.3.1 Synthèse des régulateurs	72
I II.5 3.3 Régulateur du courant $i_{f\beta}$	74
III.5.3.4 Résultats de simulation	74
III.5.3.5. Interprétations des résultats	75
III.5.4 Commande directe cascadiée PI-mode glissant dans le repère stationnaire	76
III.6.4.1 Résultats de simulation	76
III.6.4.2. Interprétations des résultats	77
III.6 Conclusion	78

Chapitre IV : Commande par logique floue du filtre actif parallèle

IV.1. Introduction	79
IV.2. Opérations sur les sous-ensembles flous	83
IV.3 Raisonnement en logique floue	83
IV.4 Structure générale d'un système flou	85
IV.5 Base des règles et inférence floue	87
IV.6 Défuzzification	87
IV.7. Commande directe par logique floue d'un filtre actif parallèle	88
IV.7.1. Commande direct par logique floue -hystérésis dans le repère triphasé	88
IV.7.2 Commande direct par logique floue dans le repère triphasé	93
IV.7.3 Commande direct cascadiée logique floue - PI dans le repère triphasé	95
IV.7.4 Commande direct cascadiée PI- logique floue dans le repère triphasé	97
IV.7.5 Commande direct cascadiée logique floue - PI dans le repère synchrone :	99
IV.7.5 Commande direct par logique floue dans le repère synchrone	101
IV.7.6 Commande direct logique floue dans le repère stationnaire :	103
IV.7.6.1. Résultats de simulation	103
IV.7.6.2. Interprétations des résultats	104
IV .8 Etude comparative :	105
IV.9. Conclusion :	107

Conclusion générale	108
---------------------	-----

ANNEXE 1	112
----------	-----

ANNEXE 2	113
----------	-----

Bibliographie	117
---------------	-----

Glossaire

PLL:(En anglais: Phase locked loop).

THD:(En anglais: Total harmonic distortion).

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 conditioner).

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_c : courant de la charge

i_f : courant injecté par le filtre

Introduction générale

Ces décennies années, l'expansion de l'emploi dans l'industrie des charges non-linéaires à base de l'électronique de puissance a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels (utilisation de gradateurs, de redresseurs, de variateurs de vitesse,...), tertiaire (informatique ou éclairage des bureaux, commerce,...) et domestique (téléviseurs, appareils électroménagers grand public,...)

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

De ce fait, les fournisseurs de l'énergie électrique se voient donc obligés d'imposer des normes et de se protéger contre ces perturbations. Des normes sur les harmoniques ont été proposées par la commission internationale d'électrotechnique IEC61000, et par les recommandations IEEE Std. 519-1992 [1][2][5].

Pour faire face au phénomène des perturbations harmoniques, plusieurs solutions ont été proposées. Ces solutions 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 piègeurs des courants harmoniques à base des circuits LC calculés en concordance avec les rangs d'harmonique à filtrer. Ils peuvent également être utilisés pour compenser la puissance réactive. Cependant, le filtrage passif pose certains problèmes : manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance du réseau, de la charge et résonance possible avec l'impédance du réseau et dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau. Ainsi, cette solution présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans ces circonstances particulières. [1][3].

Une autre solution consiste à mettre en œuvre un filtrage actif afin d'éviter les inconvénients des filtres passifs ? qui est chargé à l'annulation des courants harmoniques prévenants sur le réseau électrique. 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].

Ce mémoire 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.

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

Le quatrième chapitre concernera l'étude de la méthode de commande par logique floue, les résultats obtenus seront présentés et discutés.

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 courant 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 [1]

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 [2].

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 [05],[06],[07].
- L'échauffement des conducteurs, des câbles, des condensateurs et des machines dû aux pertes cuivre et fer supplémentaires.
- L'interférence avec les réseaux de télécommunication, causée par le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication qui peut induire dans ces derniers des bruits importants.
- 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.
- Des perturbations induites sur les lignes de communication, rayonnement électromagnétique notamment.

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 :

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

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 :

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

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][5] :

- 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 nominaux. 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.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (1.1).

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

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

$$F.P. = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos j_1 \cdot \cos g \quad (\text{I.4})$$

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

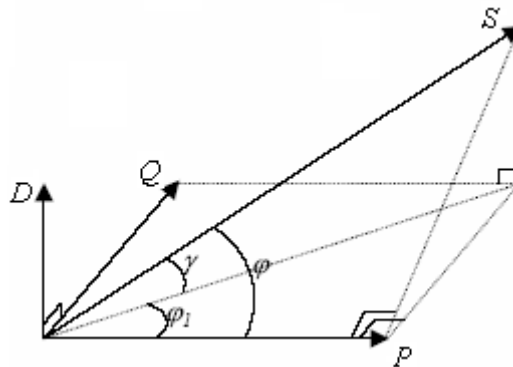


Figure (I.1) : diagramme vectorielle du facteur de puissance

j_1 : Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente.

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

j : 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 [02] :

- 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, comme la génération d'une anti-résonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. 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 qui, 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 :

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

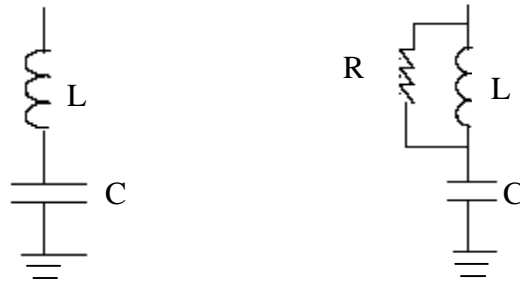


Figure (I.2.a) Filtre passif parallèle

Figure (I.2.b) Filtre passe haut

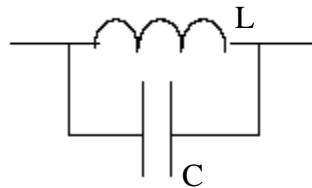
On peut également mettre en filtre passe-haut pour les harmoniques supérieur à h 11 ce qui aura pour effet de diminuer le nombre de filtres.

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

$$Z_{\text{éq}} = \frac{j\omega L}{1 - LC\omega^2}$$

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

c- Inconvénients des filtres passifs

c.1 anti-résonance

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. Toutefois leur principal avantage est qu'ils sont de très bon marché.

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. [5] , [7],[8] .

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 (série, parallèle).

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 (FAS), 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 [1] 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.

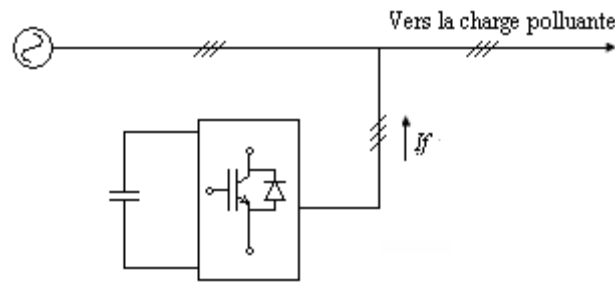


Figure (I. 4) : Filtre actif parallèle

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 [8].

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.

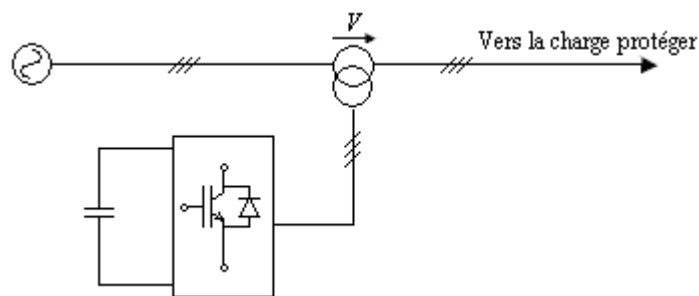


Figure (I. 5) Structure d'un Filtre actif série

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 [8].

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.

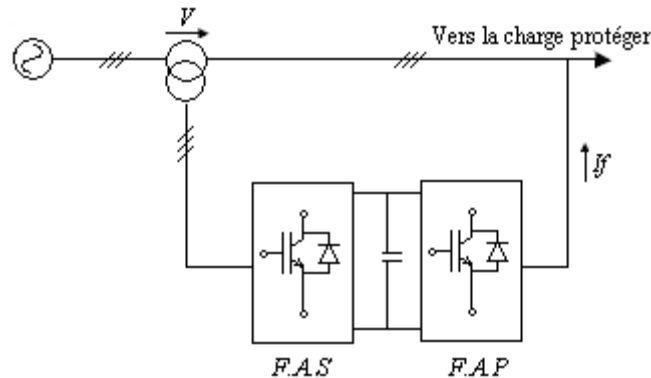


Figure (I.6) combinaison parallèle série actifs (UPQC)

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)

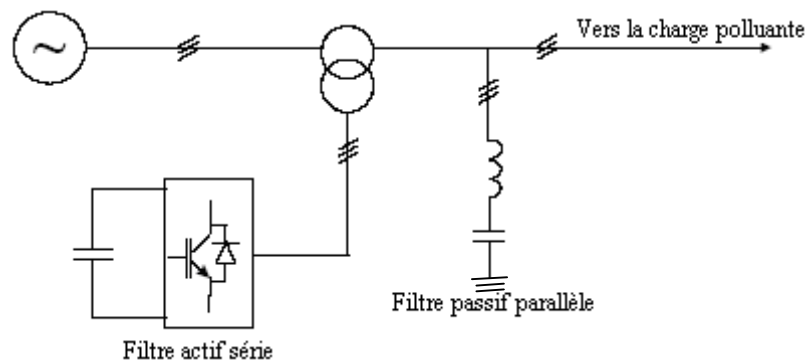


Figure (I.7) Filtre actif série est filtre passif parallèle

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.

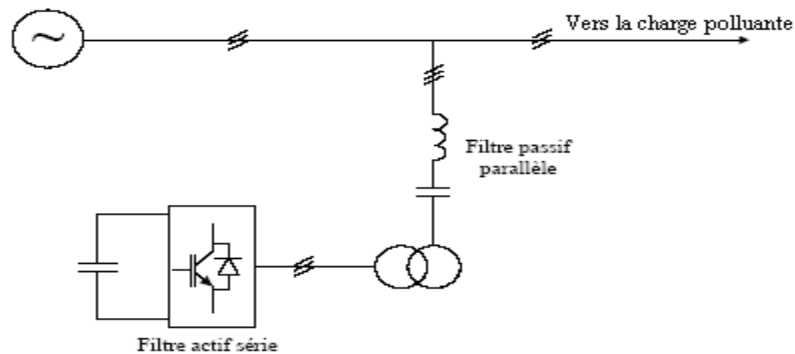


Figure (I.8) : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

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 [9].

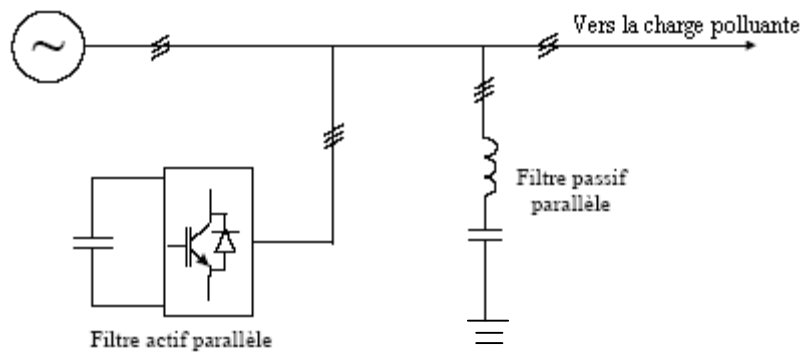


Figure (I. 9) : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

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.

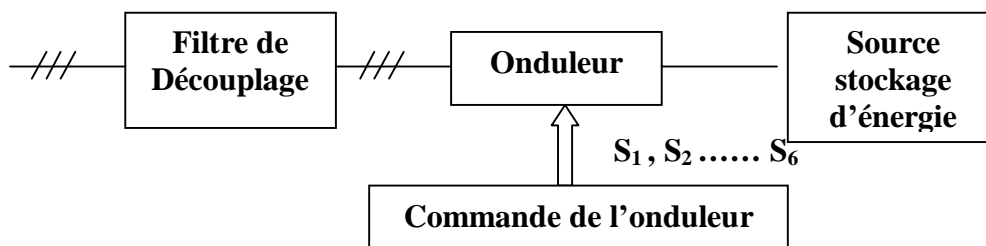
Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème ; les technologies mises en œuvre, telles que les filtres passifs, sont 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 années, 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 parallèle. Ce filtre peut être décomposé en deux parties: la partie puissance et la partie commande [1].

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) : Structure générale d'un filtre actif parallèle

II.2 Filtre actif parallèle

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (II.2) 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 parallèle, 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, souvent capacitif ;
- 3- d'un filtre de sortie

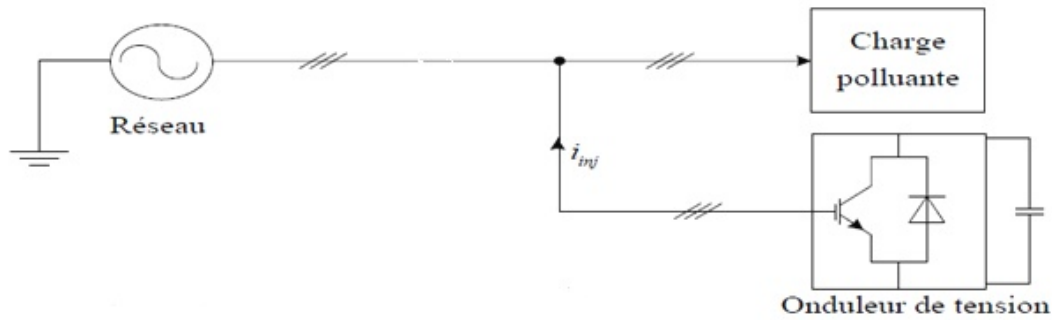


Figure (II.2) : Filtre actif parallèle

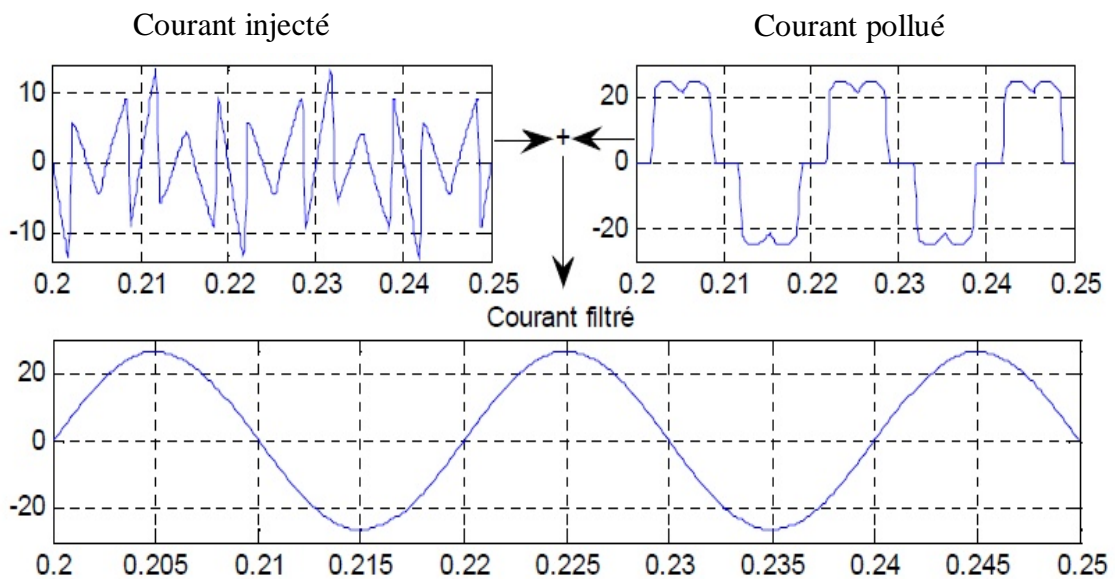


Figure (II. 3) : Courant pollué, courant injecté et courant filtré

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 de 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. La 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],[14]

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:

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

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

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 :

$$P(t) = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} \quad (\text{II.5})$$

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

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

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)*. [05]

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

$$\begin{bmatrix} p_l \\ q_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{sb} \\ -v_{sb} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{sa}^2 + v_{sb}^2} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{sb} \\ v_{sb} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_l \\ q_l \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

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:

$$\begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{sb} \\ v_{sb} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{sb} \\ v_{sb} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{sb} \\ v_{sb} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_l \\ \tilde{q}_l \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{courants actif}}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{courants réactif}}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{courants harmoniques}}$

Avec $\Delta = v_{sa}^2 + v_{sb}^2$

XWWW

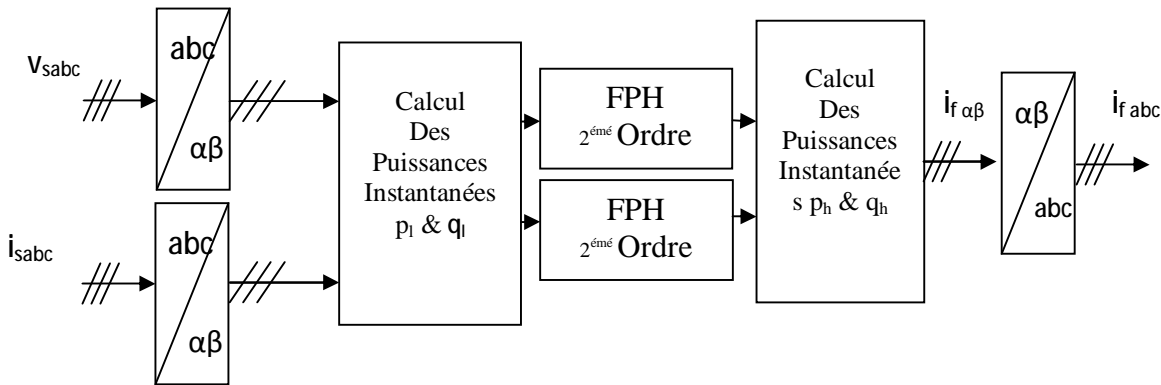
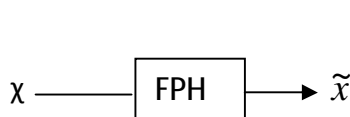
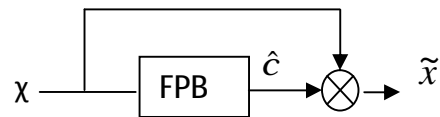


Figure (II.4). Détermination des courants de référence par la méthode des puissances instantanées

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



Figure(II.5 a) : Filtre passe haut



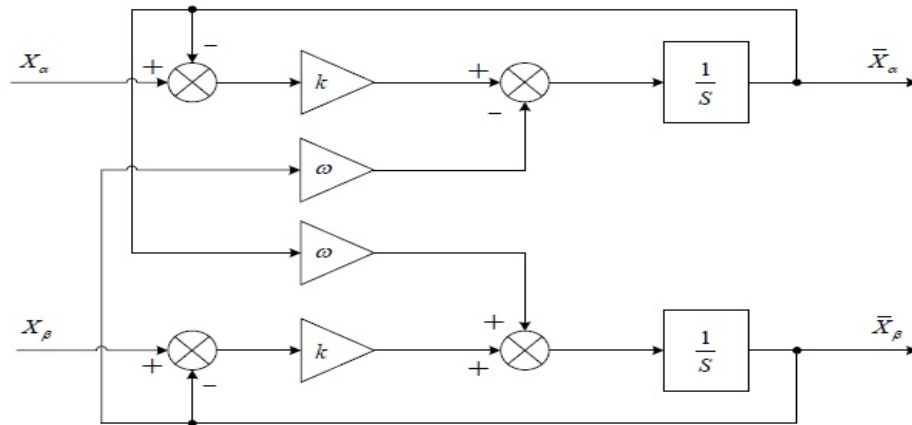
Figure(II.5b) : Filtre passe bas

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 [15],[16],[26] et 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}_{ab} en sortie du FMV aux composantes d'entrée $x_{\alpha\beta}$ sont les suivantes :

$$\hat{x}_a = \left(\frac{K}{s} [x_a(s) - \hat{x}_a(s)] - \frac{W_c}{s} \hat{x}_b(s) \right) \quad (\text{II.11})$$

$$\hat{x}_b = \left(\frac{K}{s} [x_b(s) - \hat{x}_b(s)] - \frac{W_c}{s} \hat{x}_a(s) \right)$$

où sont représentés par :

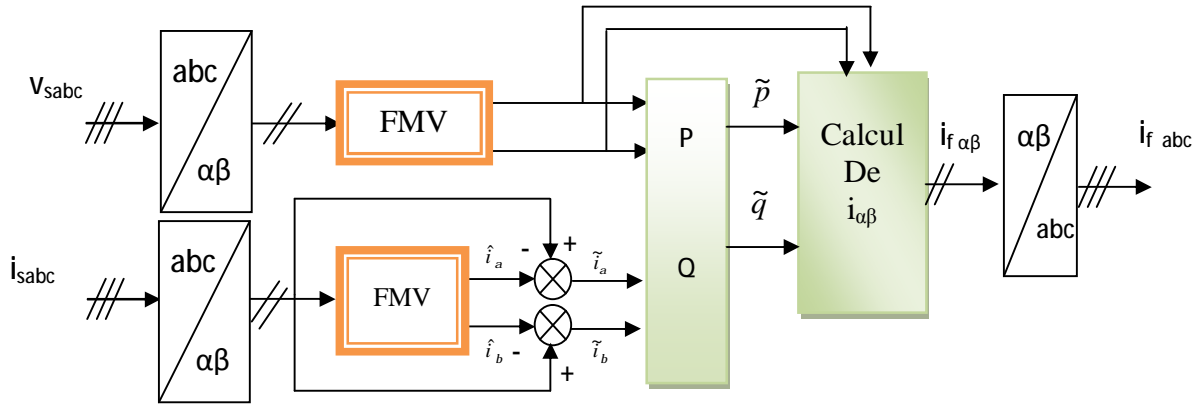
x_{ab} : le signal électrique d'entrée selon les axes α - β , de nature tension ou courant

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

K : constante à fixer

$\omega = 2\pi f$: 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 :

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

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 [17]. 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:

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

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:

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(wt) & \cos(wt) \\ \sin(wt - 2p/3) & \cos(wt - 2p/3) \\ \sin(wt + 2p/3) & \cos(wt + 2p/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

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 :

$$\begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos q & \sin q \\ -\sin q & \cos q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \tag{II.16}$$

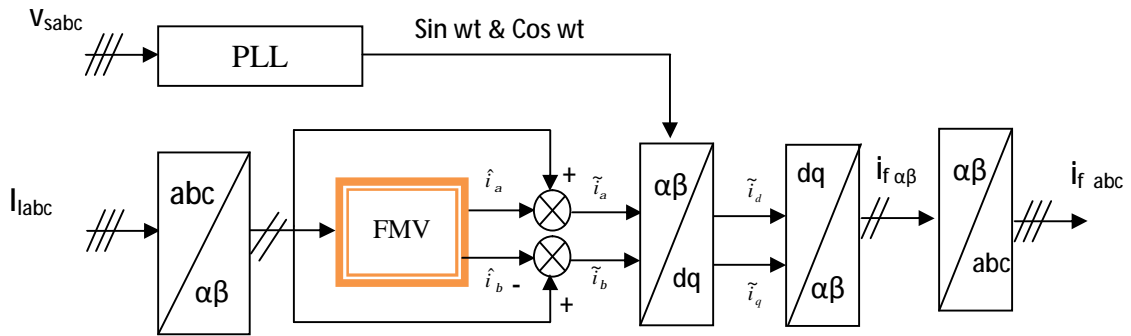


Figure (II.8) : Extraction des harmoniques par méthode de référentiel synchrone

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 semiconducteurs 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.

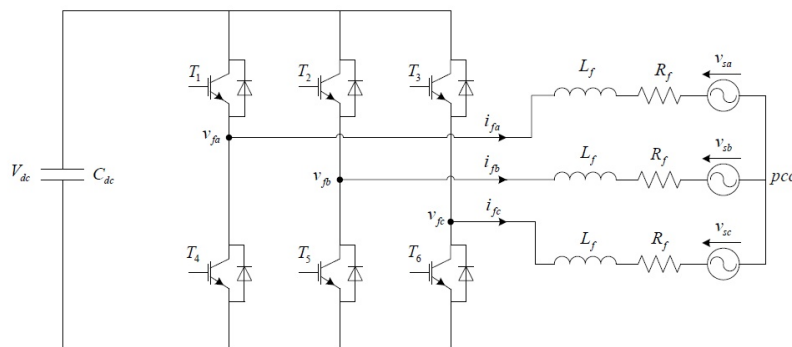


Figure (II.9) : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

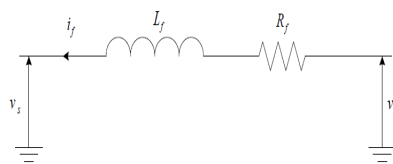


Figure (II.10) : Schéma de liaison entre l'onduleur de tension et le réseau

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 [5,9]. 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 [5] :

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

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

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

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} \\ V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn} \\ V_{CA} = V_{Cn} - V_{An} \end{cases}$$

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

$$v_{An} = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3}$$

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

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

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de la tension de sortie du compensateur statique V_f (référéées 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 :

$$v_{sk} = v_{fk} - v_{Lfk} - v_{Rfk} = v_{fk} - L_f \frac{di_{fk}}{dt} - R_f i_{fk} \quad k = a, b, c \quad (\text{II.14})$$

Alors, les équations des trois phases sont données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Et pour le coté continu :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad (\text{II.16})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{array} \right. \quad (\text{II.17})$$

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

Appliquons la transformée de *Park* sur le système (II.17), nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone dq comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} + L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

Avec

$$\begin{aligned} S_d &= S_a \cos \omega t + S_b \sin \omega t \\ S_q &= -S_a \sin \omega t + S_b \cos \omega t \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{aligned} S_a &= \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_b &= \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

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 :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} - v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -S_a i_{fa} + S_b i_{fb} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

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 [09]:

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 :

$$C_{dc} = \frac{v_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(5a - 7a)}}{2\Delta V_{dc} \omega V_{dc}^2} \quad (\text{II.25})$$

Avec v_s : la tension simple du réseau, I_h : le courant harmonique du rang h et a l'angle d'allumage des thyristors du pont de Graëtz, zéro dans le cas d'un redresseur à diodes [5]. 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 [9].

La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique ${}_h I$ du rang le plus faible. La capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [5,9]

$$C_{dc} = \frac{I_h}{V_{dc} \Delta V_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.26})$$

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 :

$$I_{leff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (\text{II.27})$$

où représente le courant de charge coté continu. I_d

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$I_{l\text{ fon eff}} = \frac{\sqrt{6}}{p} I_d \quad (\text{II.28})$$

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 :

$$I_{Lhar} = \sqrt{I_{leff}^2 - I_{l\text{ fon eff}}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{p^2}} I_d = 0.2423 I_d \quad (\text{II.29})$$

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 :

$$C_{dc} \geq \frac{2.0.3036P_l}{6f_s(V_{dc\max}^2 - V_{dc\min}^2)} \quad (\text{II.30})$$

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 :

$$V_{dc.\max(\min)} = V_{dc} \pm \frac{\Delta V_{dc}}{2} \quad (\text{II.31})$$

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 :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_h}{dt} \quad (\text{II.32})$$

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 :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{v_{f\max} - v_{s\max}}{L_f} \quad (\text{II.33})$$

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 :

$$\left(\frac{\Delta i_f}{\Delta T}\right)_{\max} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} - v_{s\max}}{L_f} \quad (\text{II.34})$$

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 :

$$L_f = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} - v_{s \max}}{0.25 i_{s \max} f_{ond}} \quad (\text{II.35})$$

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 inconvénient 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.

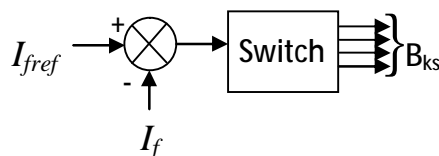


Figure (II.11) Schéma de commande par hystérésis

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 [5]. 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 [5, 9].

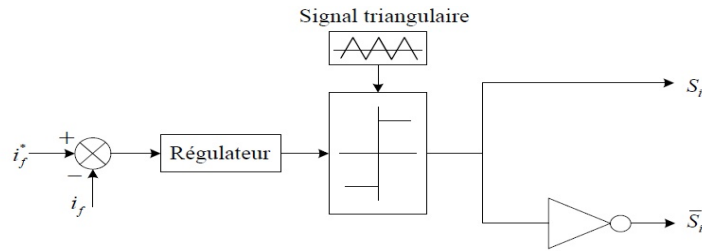


Figure (II.12) : Principe de commande du courant par MLI

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 [5].

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 [18].

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) [5].

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

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

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

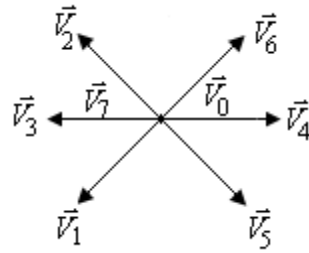


Figure (II.13) Représentation des différents vecteurs de tension

Vecteurs	S3	S2	S1	ua	ub	uc	Va	Vb
\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 [16]. 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.

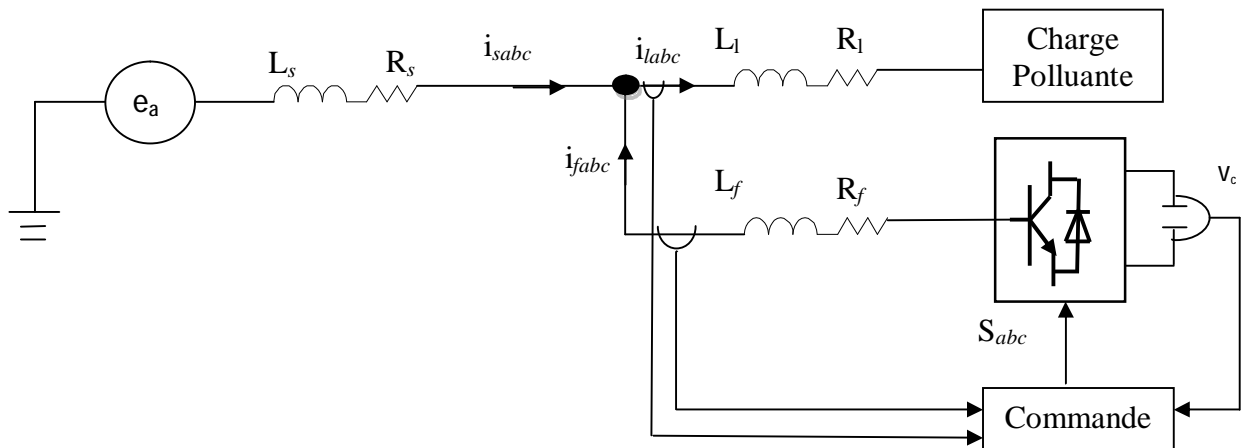


Figure (II.14) Schéma de la commande directe

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 à étudié la commande directe

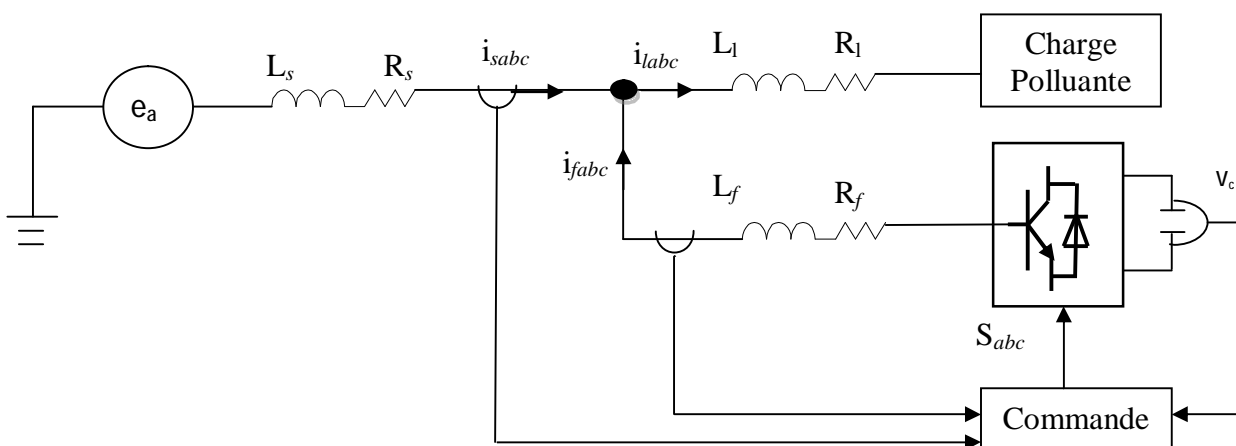


Figure (II.15) : Schéma de la commande indirecte

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

II.7.1 Commande directe dans le repère triphasé

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 [5, 9]. La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau [9]. 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 [5, 7]. 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 :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.37})$$

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

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} s C_{dc} V_{dc}^2(s) \quad (\text{II.38})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_{dc}(s)}{C_{dc}S} \quad (\text{II.39})$$

A partir de la relation (II.39), 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.

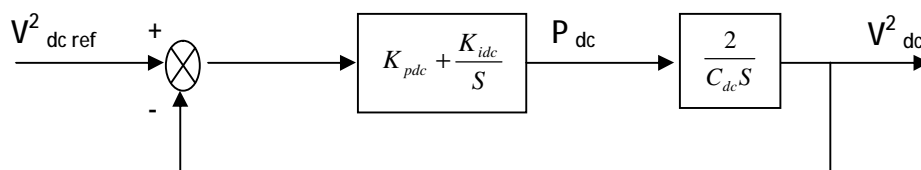


Figure (II.16) : Boucle de régulation de la tension continue

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

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}} s)}{s^2 + 2 \frac{K_{pdc}}{C_{dc}} s + 2 \frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \tag{II.40}$$

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

$$k_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_c^2 \qquad \omega_c = 2\pi f_c \qquad k_{pdc} = x \sqrt{2C_{dc} k_{idc}}$$

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 :

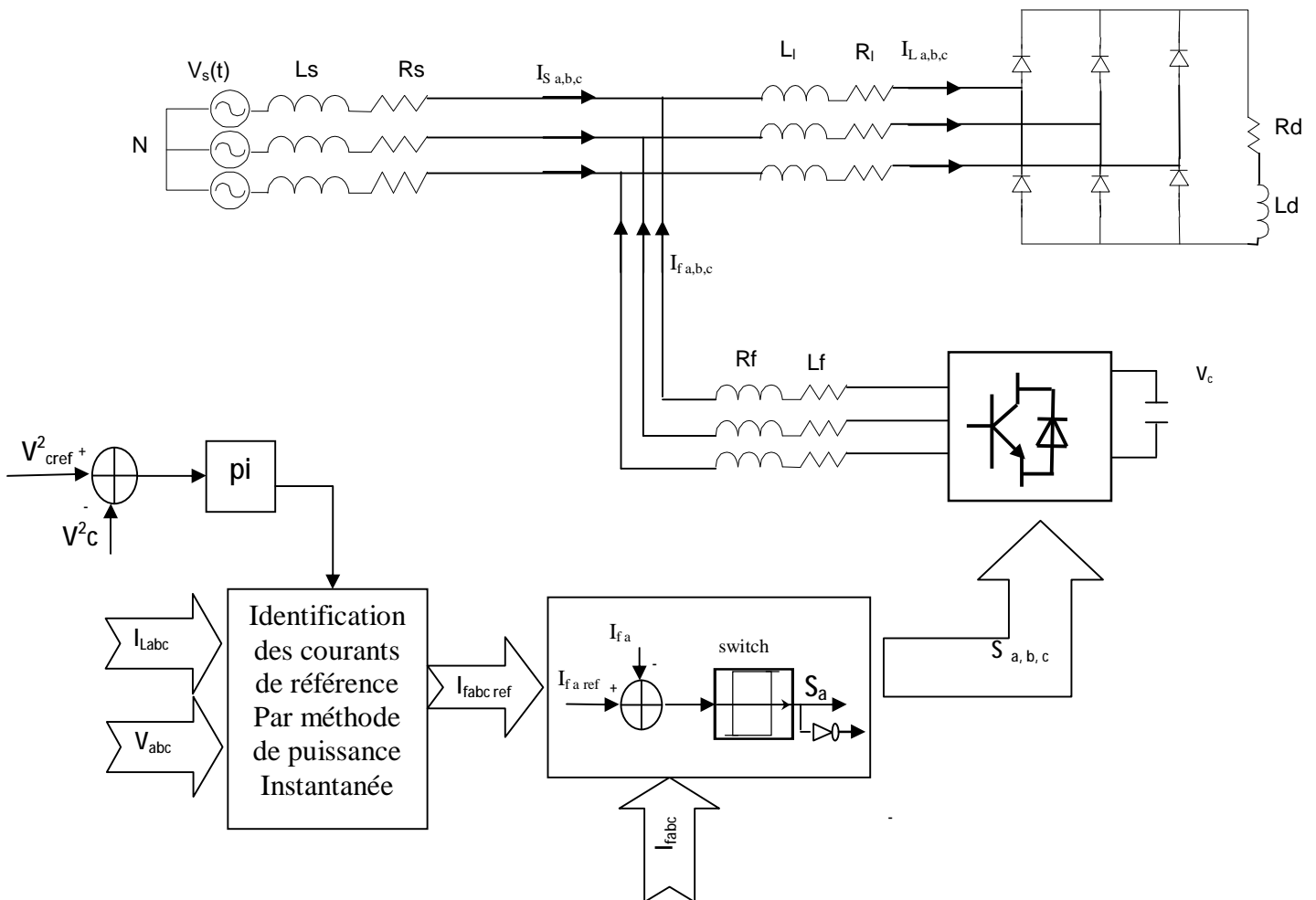


Figure (II.17) Commande directe par hystérésis dans le repère triphasé

II.7.1. 2 Résultats de simulation

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

- Bande d'hystérésis $\Delta i = 0.02$ A
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 140V

-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 on injecte les courants harmoniques

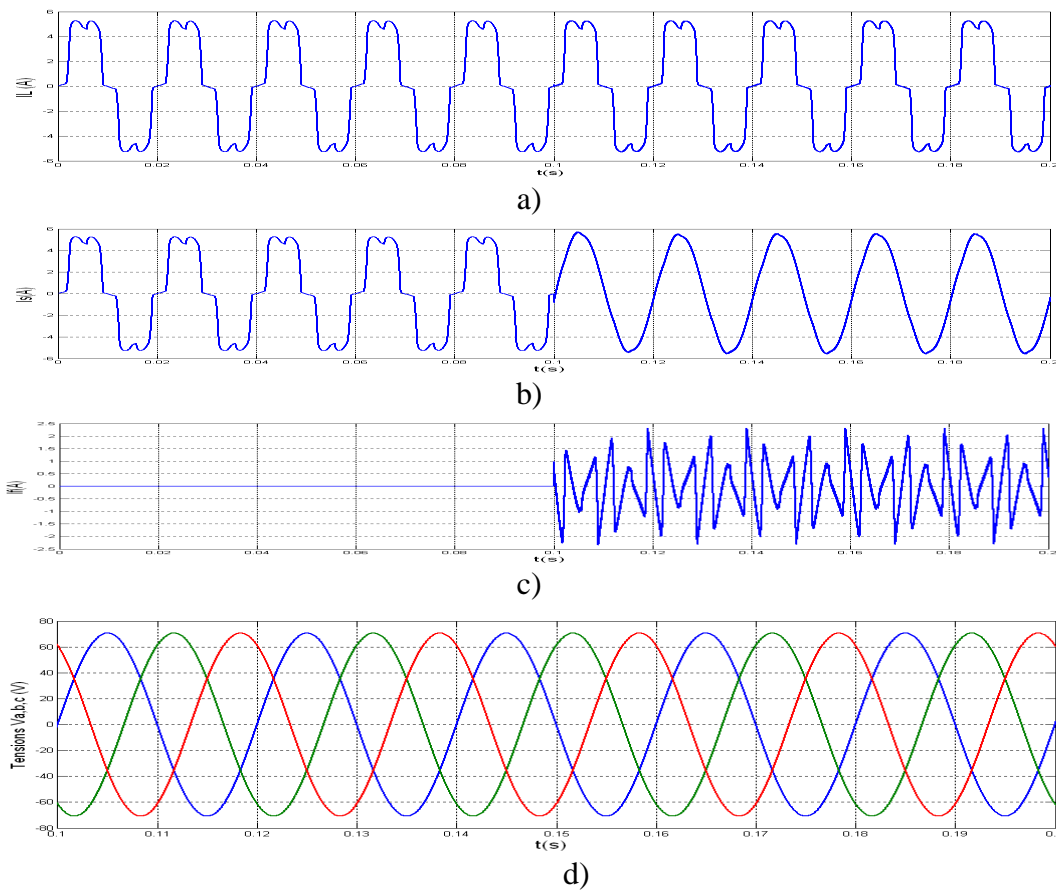


Figure (II .18) : Résultats de simulation du FAP avec charge fixe

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

d) Tensions du réseau

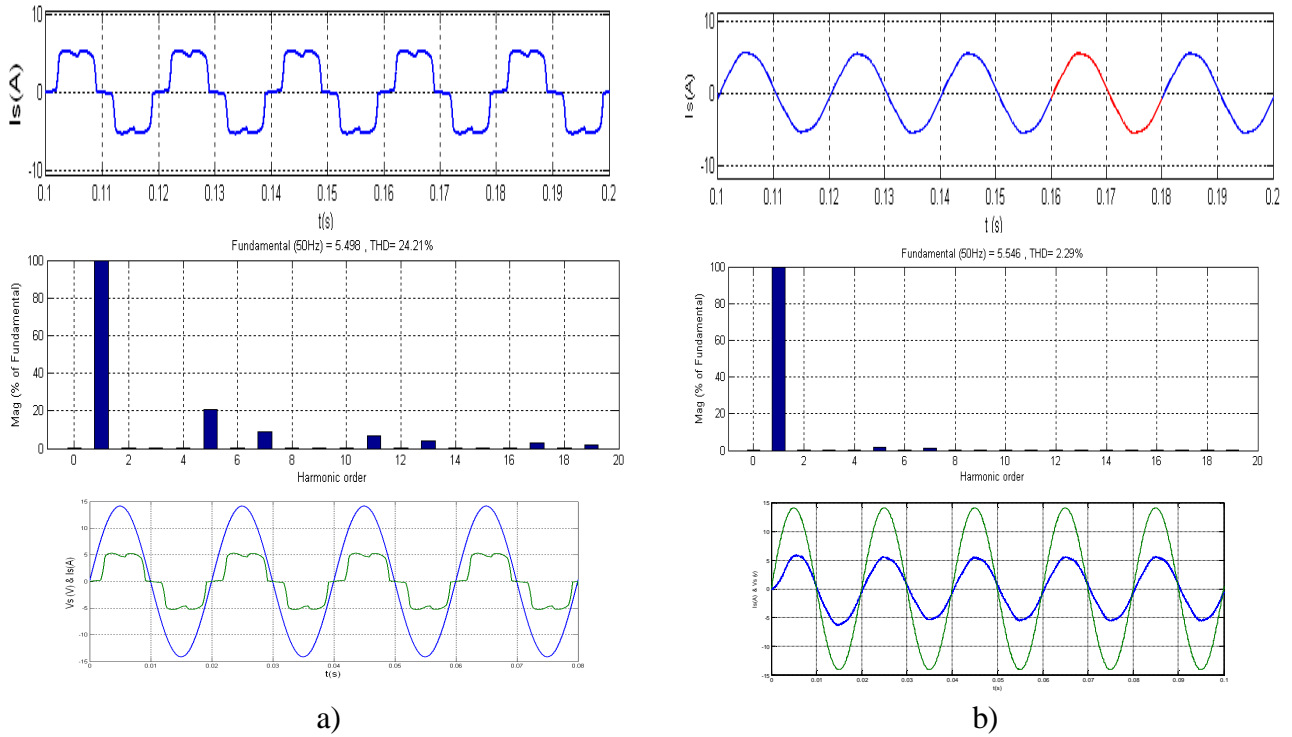
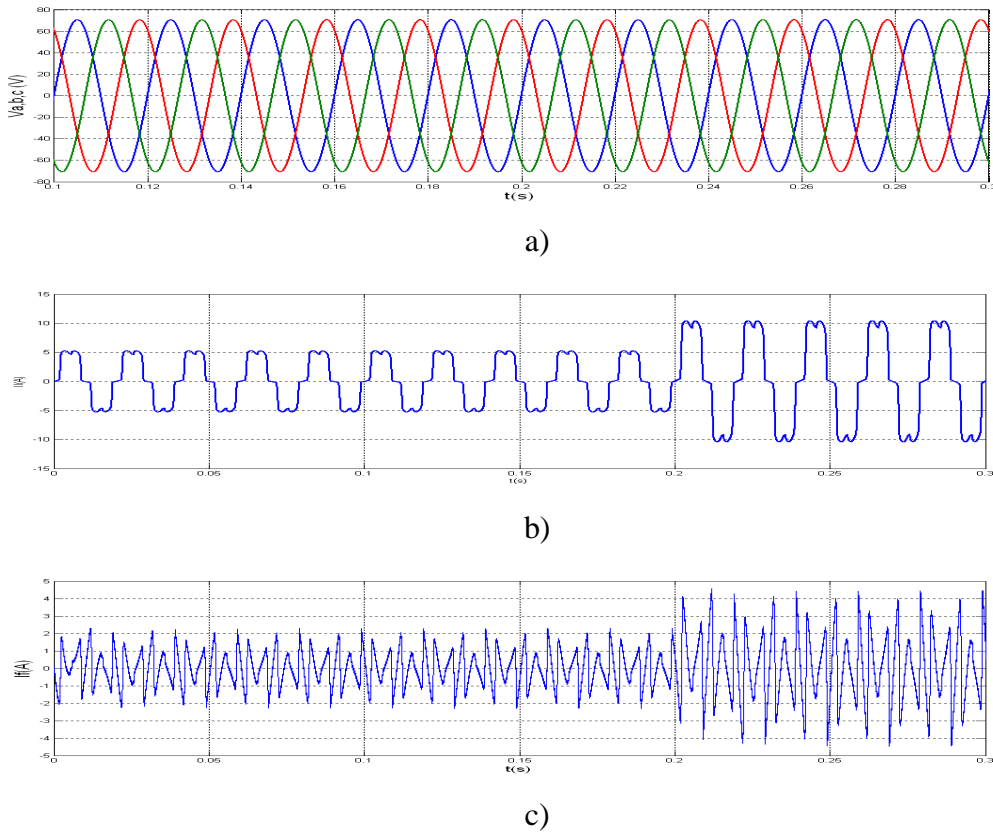


Figure (II .19) : Résultats simulation du FAP :a)Avant filtrage , b) après filtrage

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 $R_{D2}=R_{D1}/2$



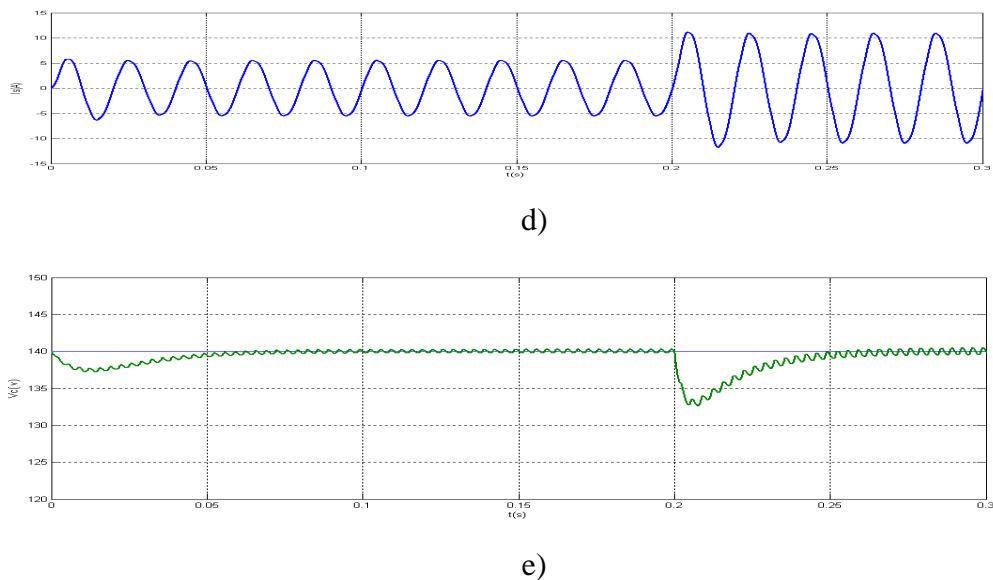


Figure (II.20) : Réponse du FAP cas de perturbation

- 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) présente 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 2.29 % (figure (19.b)) et les tensions du réseau sont équilibré avant et après le filtrage (figure(18.d)) .

Quand la résistance de la charge de redresseur changer 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 inférieur 0.06 s comme illustrée dans la figure (II.20 .e) .Les tensions de réseau équilibré avant et après la variation de la charge

A partir des figures (II.19.a) et (II.19.b) on remarquons 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. Cette méthode présente l'inconvénient irrémédiable de variations aléatoires de la fréquence de commutation des interrupteurs, pour cela on propose la régulation du courant par Régulateur PI.

II.7.1.4 .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).

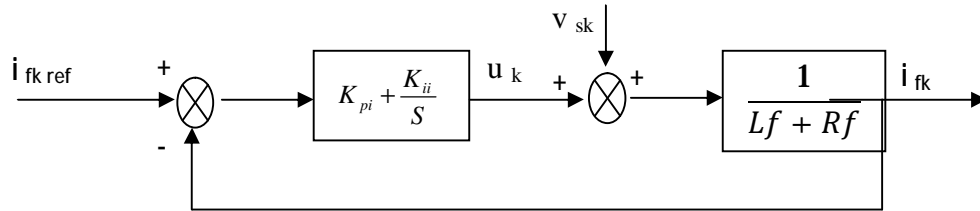


Figure (II.21) : Boucle de régulation du courant

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 du la MLI [5, 10]. Les valeurs des constantes du régulateur sont données par :

$$\begin{aligned} k_{pi} &= 2\xi\omega_{cp}L_f - R_f \\ k_{ii} &= L_f\omega_{cp}^2 \quad \omega_{cp} = 2\pi f_{cp} \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

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] , [7] .

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

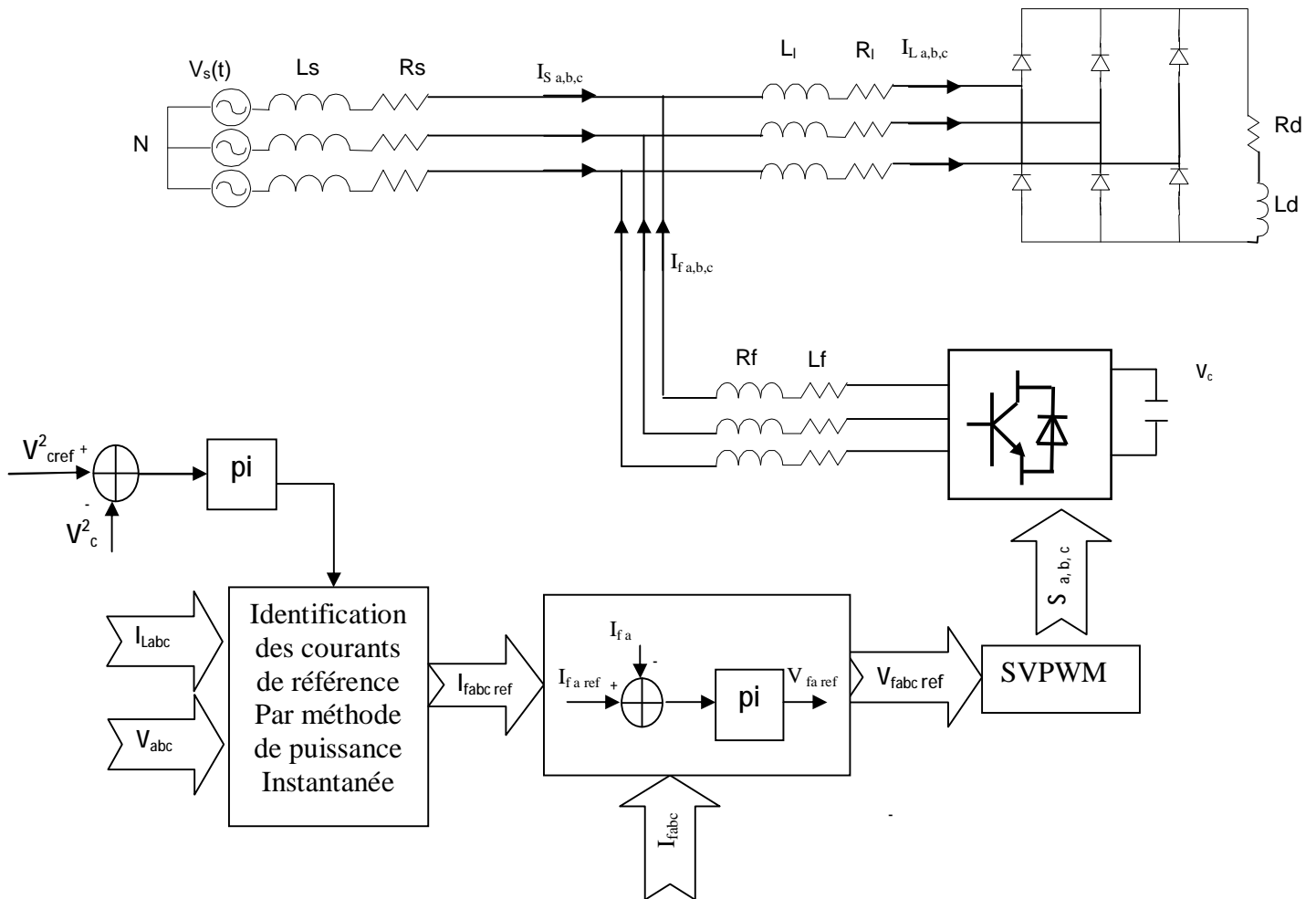


Figure (II.22) : Commande directe par PI dans le repère triphasé

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 140V ;

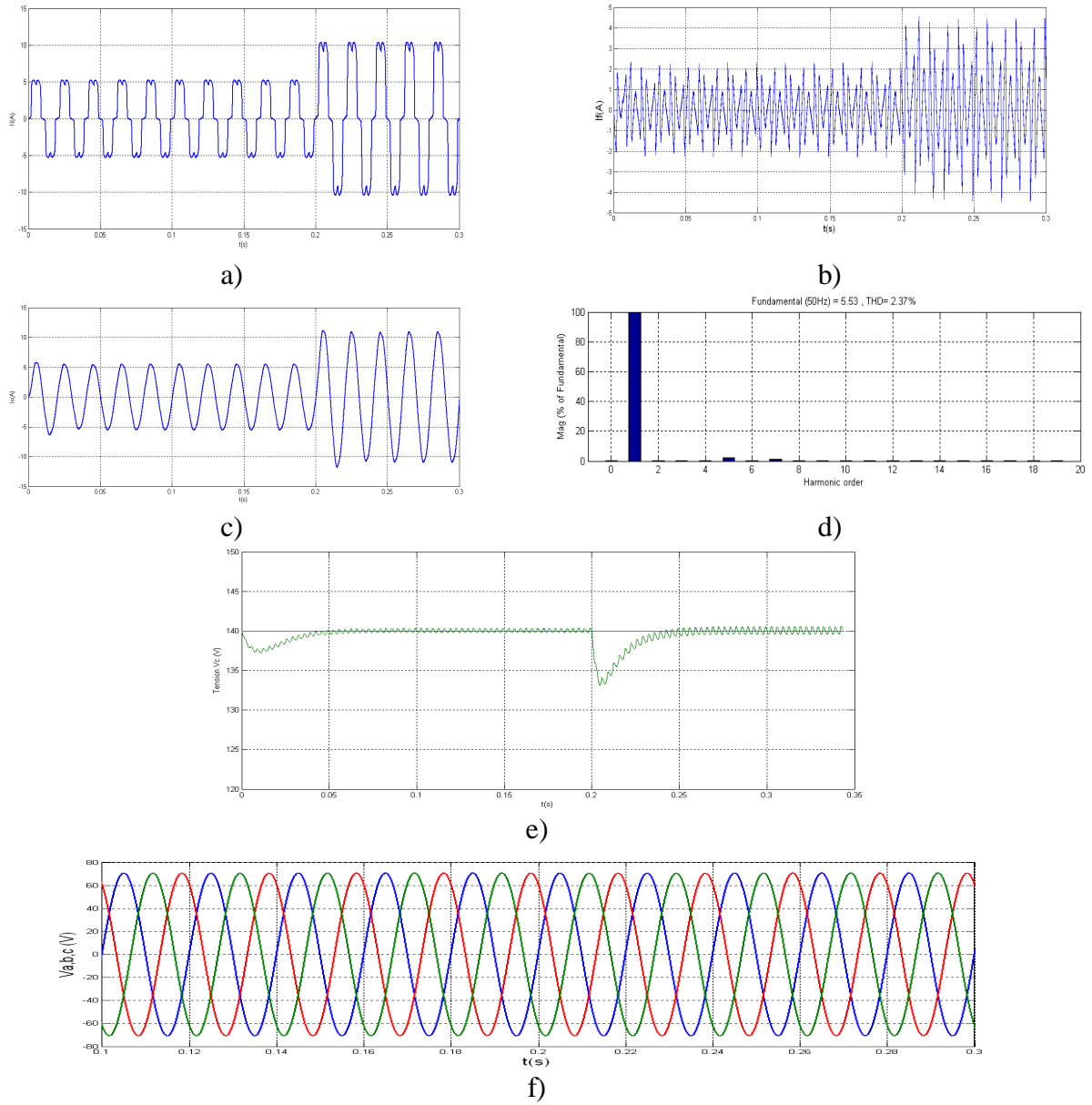


Figure (II.23) : Réponse du FAP cas de perturbation

- 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) présente 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.

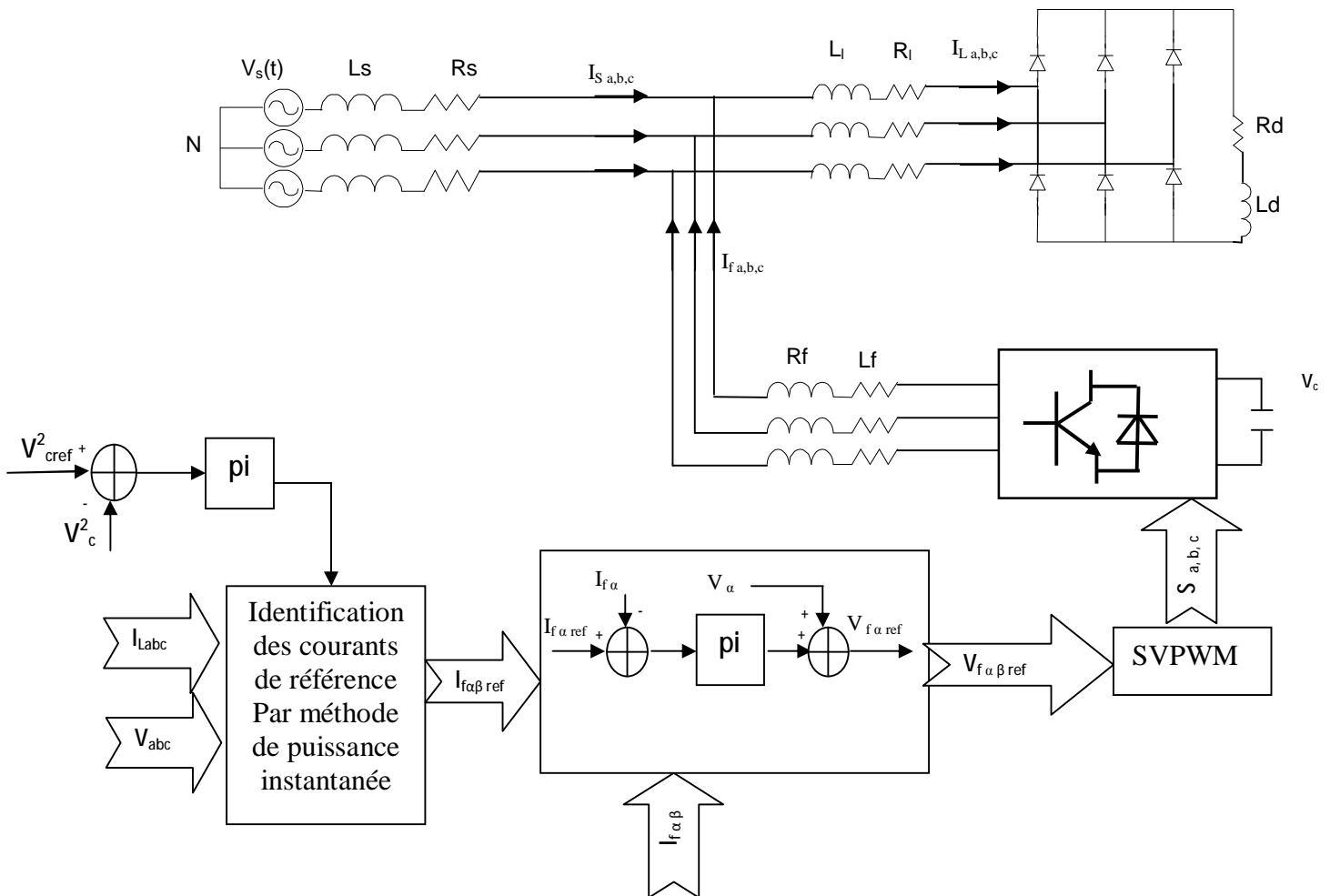


Figure (II.24) : Commande directe par PI dans le repère stationnaire

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

$$G_{PIab} = \frac{k_{PIa,b} S + k_{Iiab}}{S} \quad (\text{II.42})$$

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

$$G_{ab}(s) = \frac{I_{fa}(s)}{V_a(s)} = \frac{I_{fb}(s)}{V_b(s)} = \frac{1}{R_f + L_f S} \quad (\text{II.43})$$

A partir des équations (II.42) et (II.43), la fonction de transfert en boucle fermée du filtre avec le régulateur pour chaque phase est donnée par :

$$G_{BFab}(S) = \frac{\frac{k_{PIa,b}}{L_f} + \frac{k_{Iiab}}{L_f} S}{S^2 + \frac{1}{L_f} (k_{PIa,b} + R_f) S + \frac{k_{Iia,b}}{L_f}} \quad (\text{II.44})$$

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

$$k_{PIab} = 2X w_{ci} L_f - R_f \quad \text{et} \quad k_{Iiab} = L_f w_{ci}^2 \quad (\text{II.45})$$

Avec : $w_{ci} = 2\pi f_{ci}$

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 140V ;

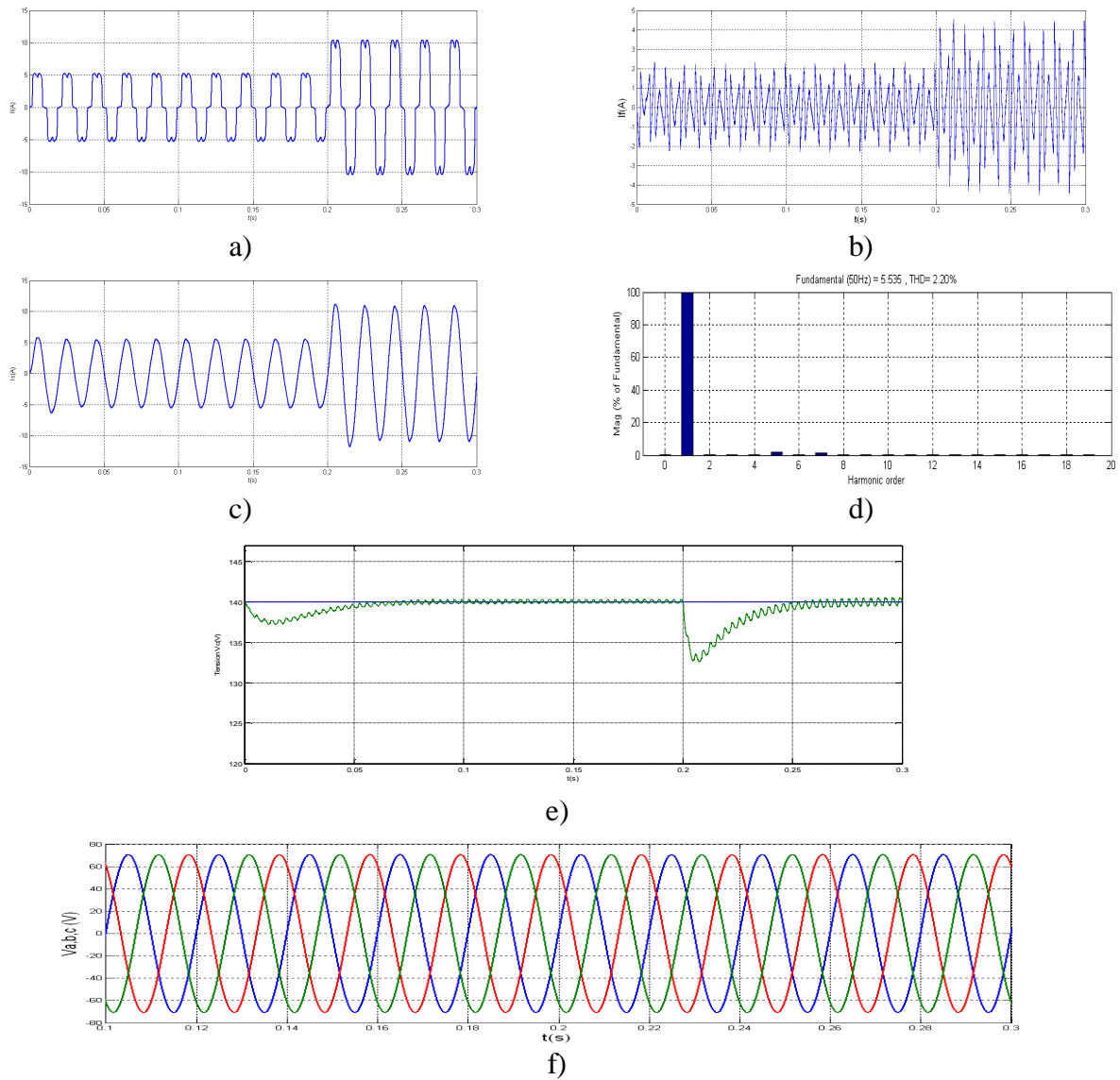


Figure (II.25) : Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère stationnaire

- 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 remarquable 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 équilibrés lors filtrage et perturbation

II.8 Commande direct basée sur la méthode de référentiel synchrone :

II.8.1 Commande directe dans le repère triphasé :

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

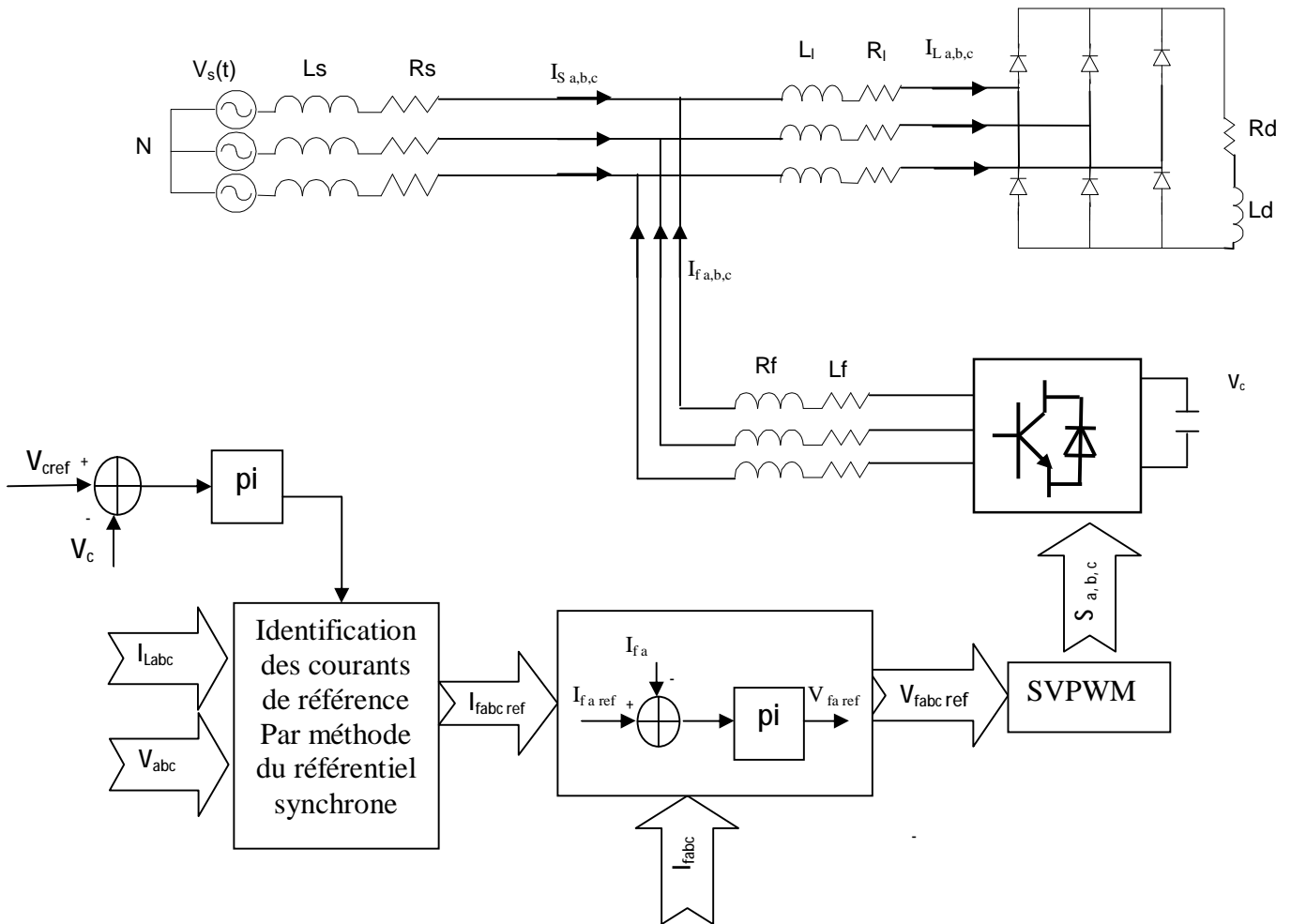


Figure (II.26) : Commande directe par des régulateurs PI dans le repère triphasé

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_c est comparée à sa référence V_{cref} . 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:

$$K(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \tag{II.45}$$

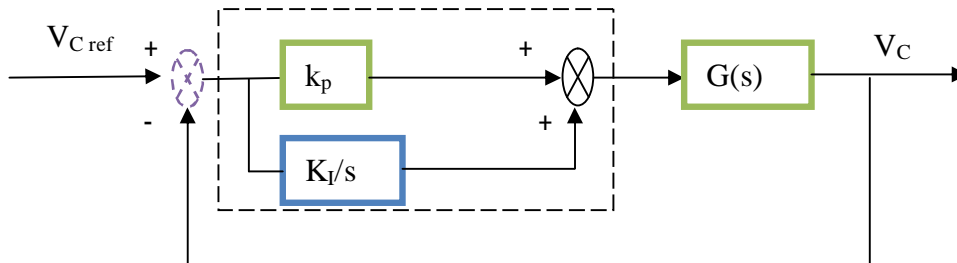
avec:

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 :

$$F(S) = \frac{(1 + \frac{K_p}{K_I} S) \frac{K_I}{C}}{S^2 + \frac{K_p}{C} S + \frac{K_I}{C}} \quad (\text{II.46})$$

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

$$F(S) = \frac{(1 + \frac{K_p}{K_I} S) w_c^2}{S^2 + 2x_c w_c S + w_c^2} \quad (\text{II.47})$$

Après identification avec l'équation (II.46), on obtient :

$$K_I = w_c^2 C \quad \text{et} \quad K_p = 2x_c \sqrt{K_I C}$$

Nous avons choisi : $\omega_c = 2\pi \times 18$ 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 $t=0.2s$. 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 140V

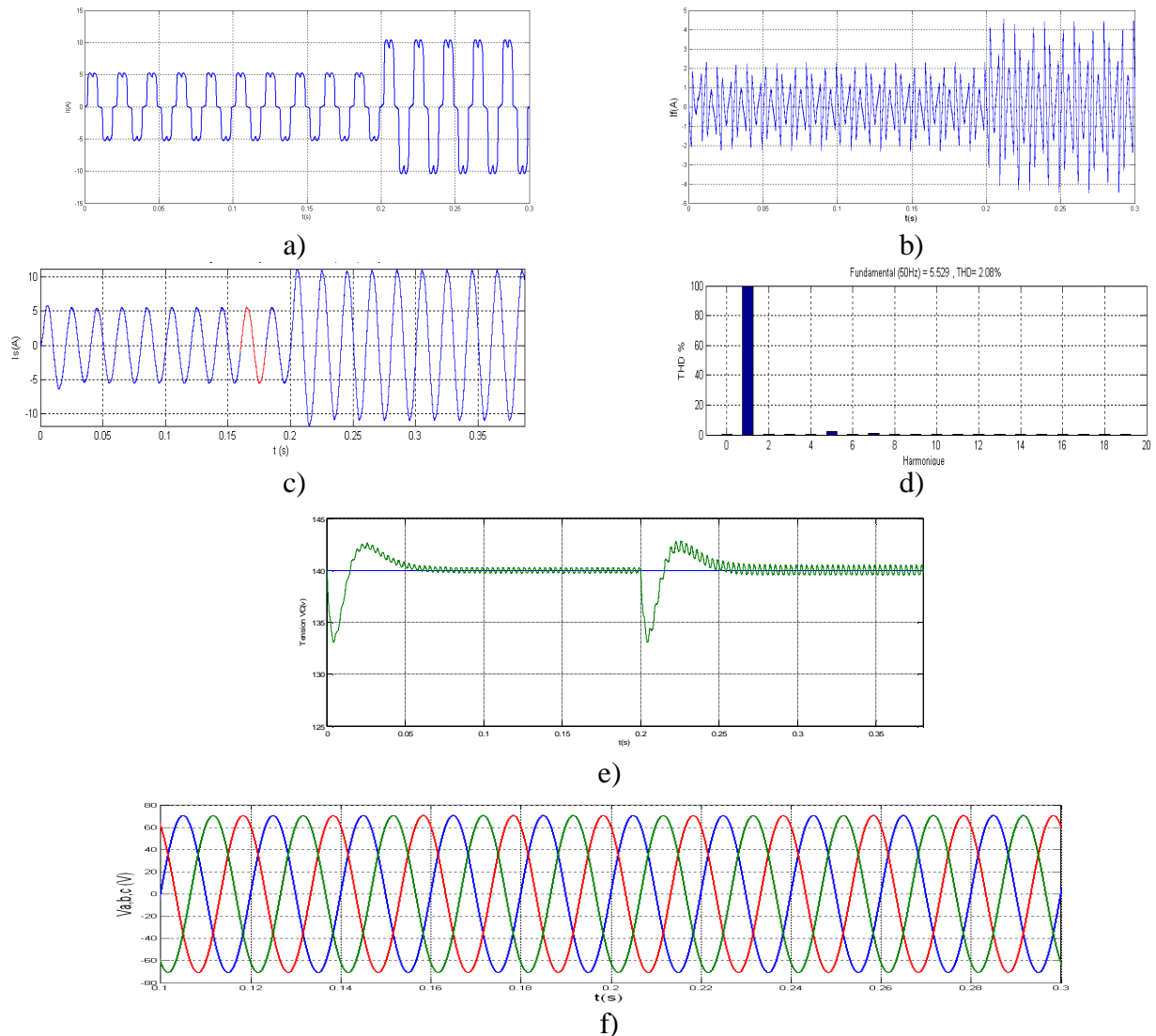


Figure (II.28) : Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

- 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) :

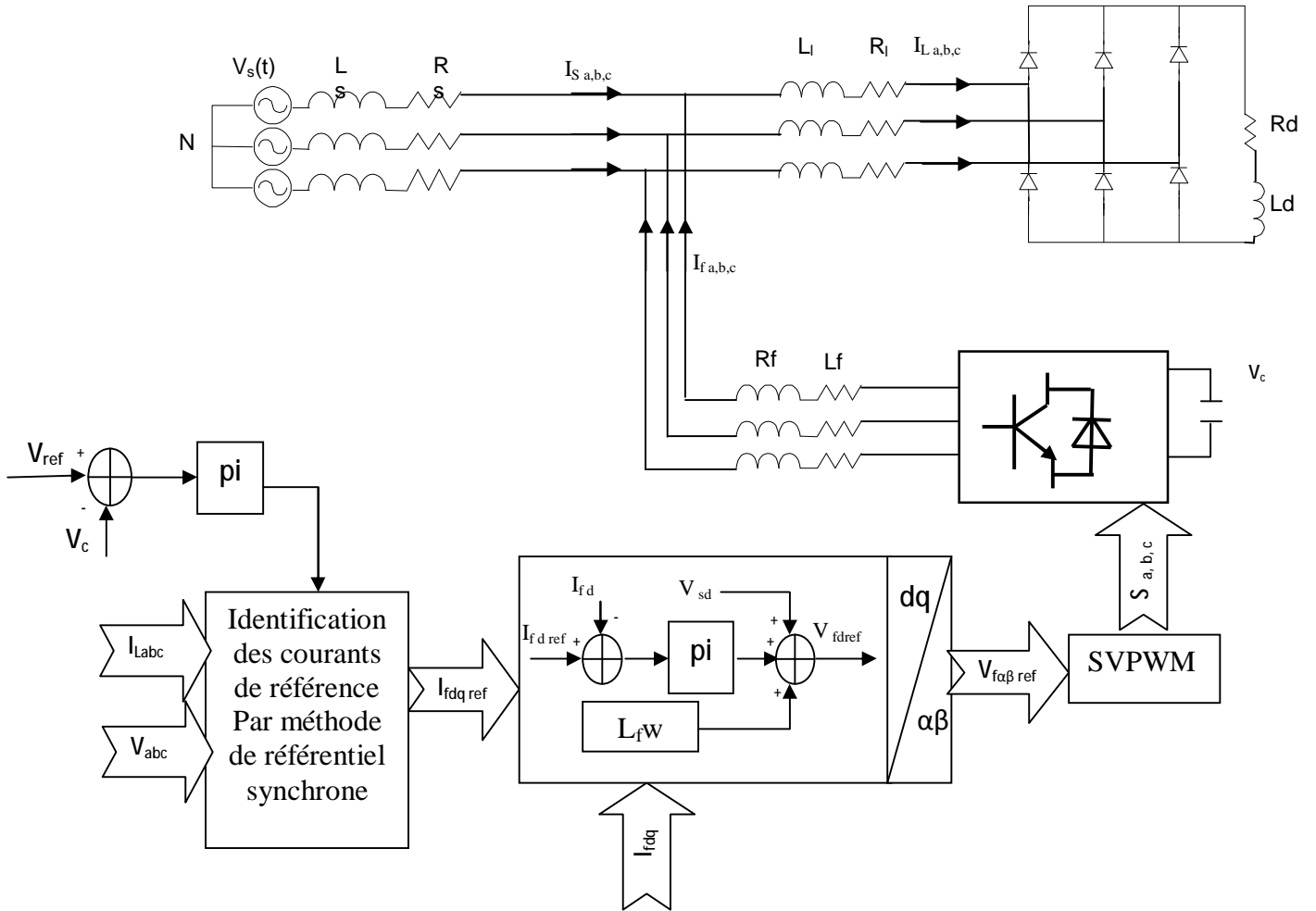


Figure (II.29) : Commande directe par régulateur PI dans le repère synchrone

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

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= v_{fd} - R_f i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} - L_f \omega_{fq} \\
 v_{sq} &= v_{fq} - R_f i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega_{fd} \\
 C \frac{dV_{dc}}{dt} &= S_d i_{fd} + S_q i_{fq}
 \end{aligned}
 \tag{II.48}$$

II.8.2.1 Régulation des courants i_d et i_q

Comme le montre le système d'équations (II.48), 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.48), on pose :

$$\begin{aligned} u_d &= L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd} \\ u_q &= L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} \end{aligned} \quad (II.49)$$

Il vient donc :

$$\begin{aligned} v_{fd\ ref} &= u_d + v_{sd} + L_f w i_{fq} \\ v_{fq\ ref} &= u_q + v_{sq} + L_f w i_{fd} \end{aligned} \quad (II.50)$$

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

$$G_{dq}(s) = \frac{I_{fd}(s)}{V_d(s)} = \frac{I_{fq}(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{R_f + L_f S} \quad (II.51)$$

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

$$G_{BFdq}(S) = \frac{G_{PI dq} G_{dq}}{1 + G_{PI dq} G_{dq}} = \frac{\frac{K_{I_{id},iq}}{L_f} + \frac{K_{P_{id},iq}}{L_f} S}{S^2 + \frac{R_f + K_{P_{id},iq}}{L_f} S + \frac{K_{I_{id},iq}}{L_f}} \quad (II.52)$$

Avec :

$$G_{PI\ dq} = K_{P_{id},iq} + \frac{K_{I_{id},iq}}{S} \quad (II.53)$$

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

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

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

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

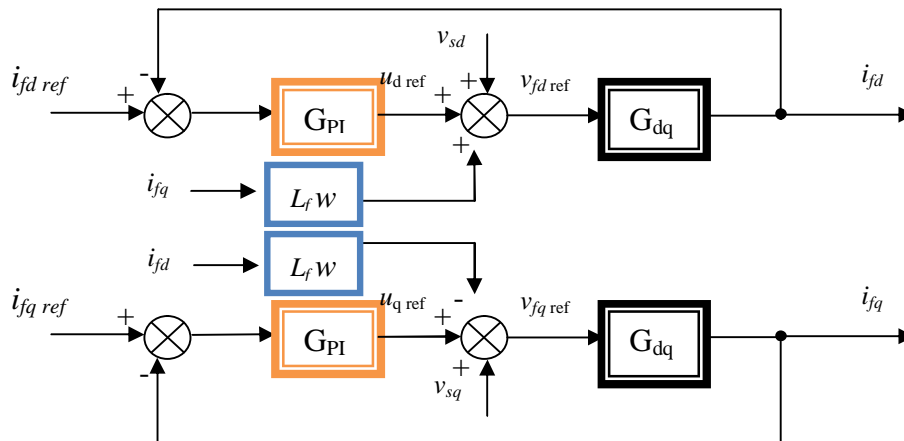
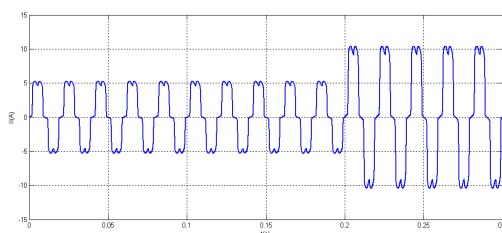


Figure (II.30) : Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone

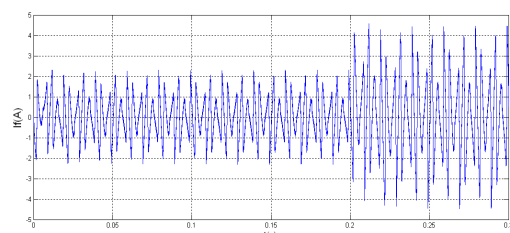
II.8.2.2 Résultats de simulation

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 :

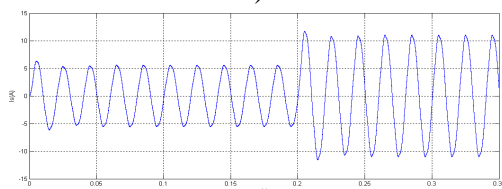
- La fréquence de coupure pour les régulateurs du courant : $f_{ci} = 6000\text{Hz}$
- La fréquence de commutation est fixée à 12.5 kHz ;
- La valeur de référence de la tension continue est égale à 140V ;



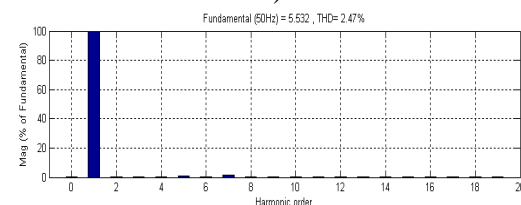
a)



b)



c)



d)

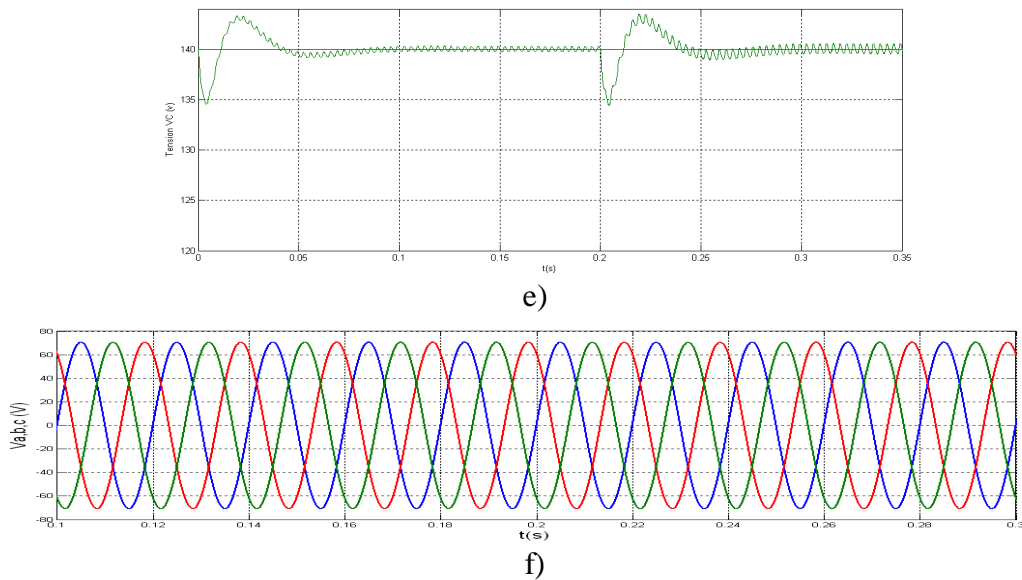


Figure (II.31) : Simulation du FAP cas de perturbation dans le repère synchrone

- 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 140V avec un dépassement de 4V, mais influencée sur la THD par l'augmentation de sa valeur par la méthode triphasée.

II.8.3 Commande directe dans le repère stationnaire

La structure de la commande directe du filtre actif parallèle dans le repère stationnaire est donnée par la figure (II.32) :

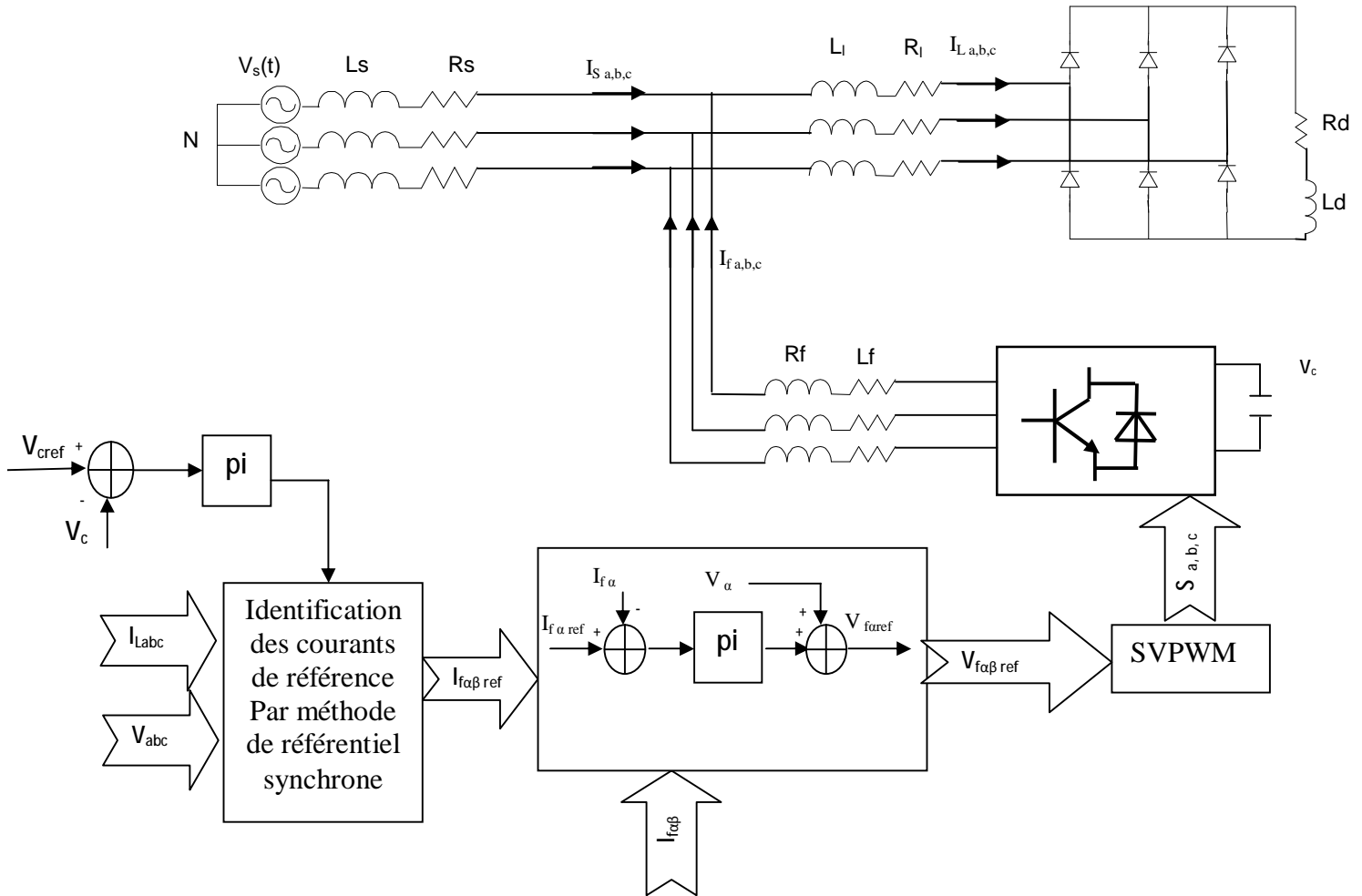


Figure (II.32) : Commande directe par régulateur PI dans le repère stationnaire

II.8.3.1 Résultats de simulation

Les paramètres du système pour la simulation sont les suivants : $f_{ci} = 6000\text{Hz}$, la fréquence de commutation de l'onduleur est 12.5 kHz , $V_{cref} = 140\text{V}$, le filtre actif commandé par régulateur PI, dans le repère stationnaire 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 à l'instant 0.2s

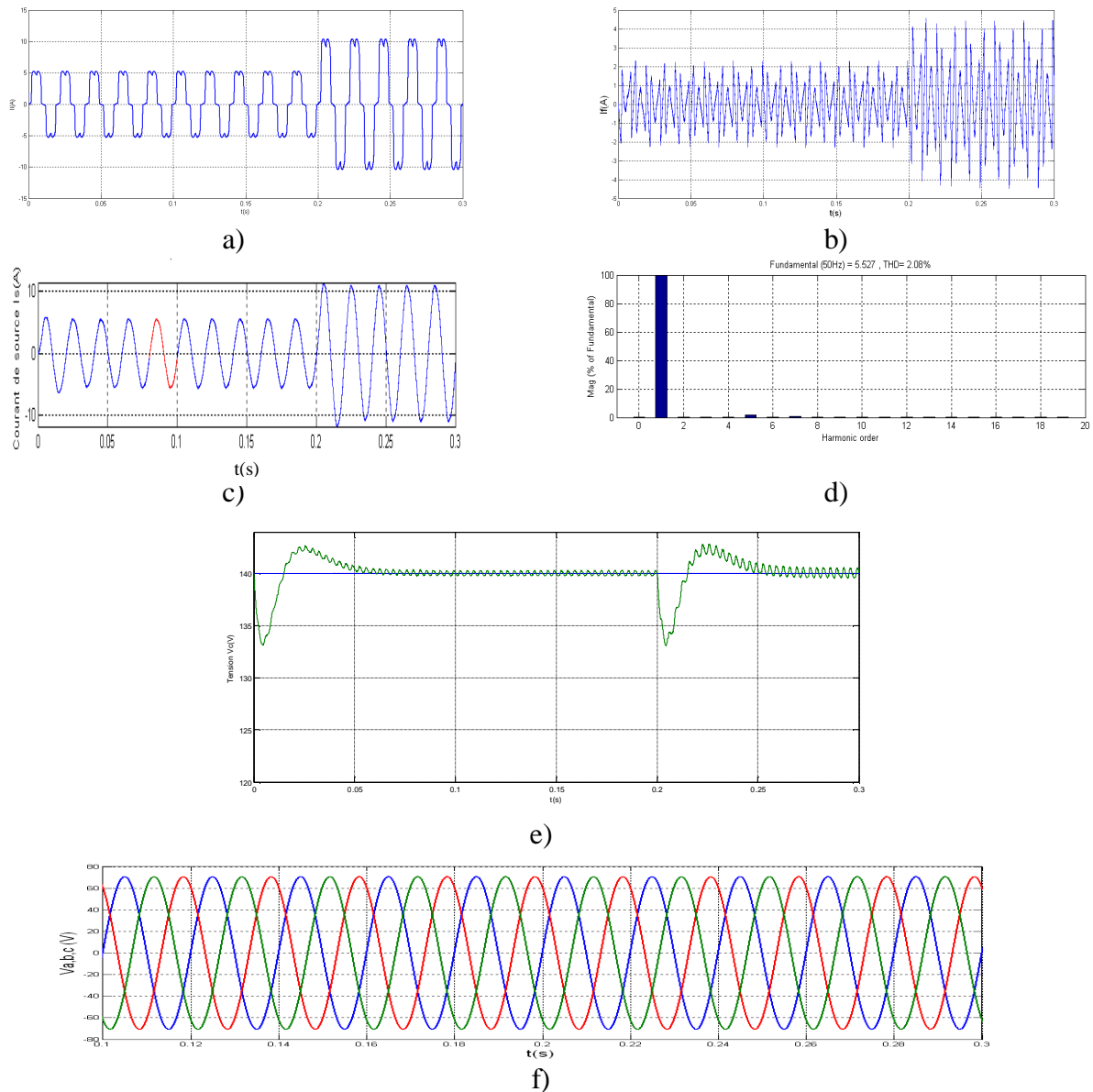


Figure (II.33) Simulation du FAP cas de perturbation dans le repère stationnaire

- 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.8.3.2 Interprétations des résultats

La figure (II. 33.d) montre que la forme du courant est sinusoïdale avec une spectre d’harmonique d’une THD de 2.08% et la figure (II .33.e) présente que la tension aux bornes du condensateur suite parfaitement sa référence de 140 avec un dépassement de 4V , ces résultats montre la variante du commande de l’onduleur pas forcément le repère triphasé .

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure directe pour la commande du filtre actif parallèle afin de compenser les harmoniques du courant d'un réseau électrique triphasé équilibré sans neutre.

Les résultats de simulation montrent que la modulation par hystérésis à bande fixe est la meilleure en termes de qualité du filtrage, mais elle représente une fréquence de commutation variable qui représente un inconvénient majeur. La modulation par MLI sinusoïdale donne des bons résultats avec l'avantage d'une fréquence de commutation contrôlable. La technique de modulation par MLI vectorielle est la meilleure par rapport aux autres techniques étudiées en termes de qualité de filtrage et du maintien de la fréquence de commutation. L'ensemble des résultats trouvés montrent 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

III.1 Introduction :

La technique de commande par mode glissant a connue un développement théorique au début des années 60 grâce à la résolution de l'équation différentielle à seconde membre discontinu par le mathématicien Russe *A. Fillipov*, suivi des recherche de *S. Emelyanov* en 1967 et de *V. Utkinen* 1977 , les recherches de *Hung* (1993), et *Decarlo* (1998) [20]. Cette technique est connue par sa simplicité et sa robustesse. Au début des années 80 la commande des systèmes à structure variable par mode glissant est devenue très intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité et un temps de réponse faible)

Les correcteurs de la famille du PI ont été largement utilisés lors du chapitre précédent pour leur simplicité, facilité de réglage et d'implémentation et de leurs bonnes performances. Cependant comme certains paramètres varient considérablement et que la charge est souvent inconnue, l'application de commandes classiques tels que les correcteurs de type PI s'est révélée insuffisante comme certains retards dû aux petites constantes de temps du dispositif de contrôle et des circuits de lissage et le recours aux commandes robustes s'avère parfois nécessaire, les méthodes de réglage non linéaires et discontinues s'adaptent mieux au comportement particulier des organes de commande. Il s'agit en l'occurrences des systèmes de réglages a structure variable fonctionnant en mode de glissement [8].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la technique de commande par mode glissant. Notre objectif n'est pas de traiter en profondeur cette technique de commande, mais plutôt de présenter un bref rappel sur la commande par mode glissant puis, d'appliquer cette technique dans la commande du filtre actif parallèle. La commande dans le repère synchrone basée sur la transformée de Park traitée au cours de ce chapitre.

III.2 Principe de la commande par mode glissant

La technique de commande par mode glissant (en anglais : Sliding mode) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Un système à structure variable est un système qui peut changer sa structure en faisant commuter sa commande entre deux valeurs, suivant une logique de commutation bien spécifiée comme illustré dans la figure (III.1). La commutation entre deux valeurs est définie par la loi suivante :

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } S(X) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Cette configuration est représentée à la figure suivante

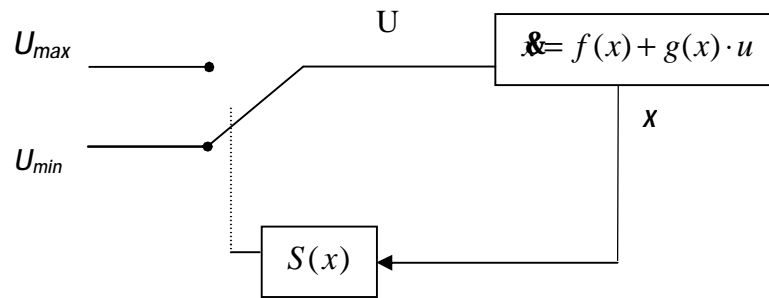


Figure (III.1) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation

III.3 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation (III.2), le vecteur de la surface S a la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + B(x,t)u \quad (\text{III.2})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. La forme non-linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , une forme générale proposée par *J.J. Slotine* et assurant la convergence de la variable à régler vers sa référence est donnée par :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

$e(x)$: Représente l'écart entre la variable à régler et sa référence.

λ : Est une constante positive.

r : Est le degré relatif de variable, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande. L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence[38]

III.4 Conditions d'existence et de convergence

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (III.2) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2 . [8].

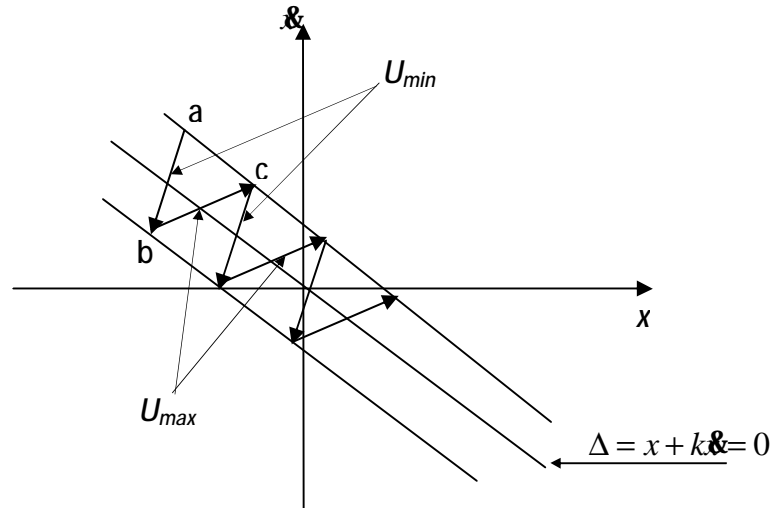


Figure (III.2) : Démonstration du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U = U_{min}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

III.4.1 Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. d'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$

III.4.2 Détermination de la loi de commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement doit être attractive de deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. En présence d'une perturbation, la commande discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité. La structure de contrôleur par mode glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ($u_{\text{éq}}$), et l'autre stabilisante (u_n), elle est donnée par :

$$u = u_{\text{éq}} + u_n \quad (\text{III.6})$$

La commande équivalente proposée par *Filipov* et *Utkin*, sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande discontinue sert à retirer cette variable vers sa référence dans le cas où elle n'est pas sur la surface de glissement [3]. Elle est alors déterminée pour vérifier la condition de convergence

III.4.2.1 Commande équivalente

Considérons le système (III.2) précédent, un vecteur de commande équivalent peut être développé en posant la dérivée en fonction de temps de la fonction de commutation égale à zéro :

$$\dot{S}(x,t) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)' (f(x,t) + B(x,t)u) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.7})$$

D'où, on peut trouver la commande équivalente définie par :

$$u_{\text{éq}} = - \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)' B(x,t) \right]^{-1} \left\{ \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)' f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right] \right\} \quad (\text{III.8})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)' B(x,t) \right] \neq 0 \quad (\text{III.9})$$

III.4.2.2 Commande discontinue

Dans le cas où les trajectoires d'état ne sont pas sur la surface de glissement $S(x) = 0$, à cause des perturbations ou de changement des paramètres de système, une commande capable de retirer ces trajectoires vers ses références est nécessaire. Une fonction discontinue (commutateur à deux niveaux) peut être utilisée pour accomplir cette exigence, cette commande est définie par :

$$u_n = -k \operatorname{sgn}(S(x)) \quad \text{avec } k > 0 \quad (\text{III.10})$$

Et

$$\operatorname{sgn}(S(x)) = \begin{cases} 1 & S(x) > 0 \\ -1 & S(x) < 0 \\ 0 & S(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

III.4.2.3 Mode de glissement avec effet intégrale

Dans cette approche, la surface de glissement peut être perfectionnée en insérant une action intégrale dans son expression, cette surface est alors définie par :

$$S(t) = \left(I + \frac{d}{dt} \right)^{r-1} e(x) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{III.12})$$

Où k_i est un gain positif d'intégral. L'avantage de cette approche est que la surface de glissement dans ce cas est un plan passant par l'origine. Dans le cas où le système est de deuxième ordre $r = 2$, la solution est obtenue dans un plan, pendant que la solution est obtenue sur une ligne dans le mode glissant classique[8],[38].

III.5 Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle

III.5.1 Commande direct cascadée mode glissant – hystérésis dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (III.3).

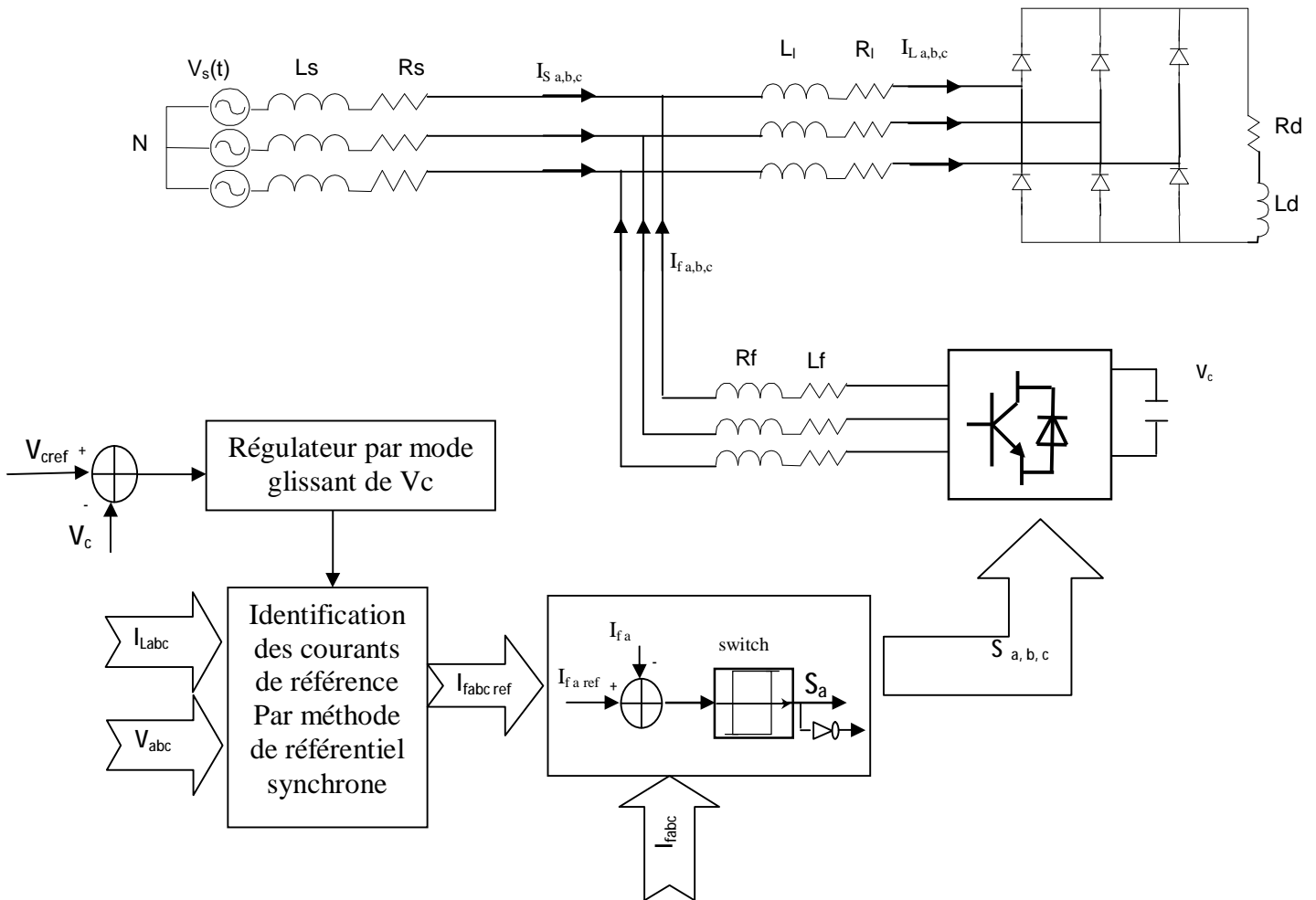


Figure (III.3) : Commande directe par mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère triphasé

III.5.1.1 Boucle de contrôle de la tension

Le but est de réguler la tension U_c qui représente la valeur moyenne des (U_c) Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement :

$$S = U_{cref} - U_c \tag{III.13}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S} = -\dot{U}_c \tag{III.14}$$

On à :

$$\dot{U}_c = \frac{I_{red}}{C} \quad (III.15)$$

La condition $S \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement, pour cela, nous choisissons:

$$\dot{S} = -K_1 \text{sign}(S) - K_2 S \quad (III.16)$$

Avec K_1 et K_2 constantes positives

La sortie du régulateur par mode glissement de la tension donne :

$$I_{red} = (C(K_1 \text{sign}(S) + K_2 S)) \quad (III.17)$$

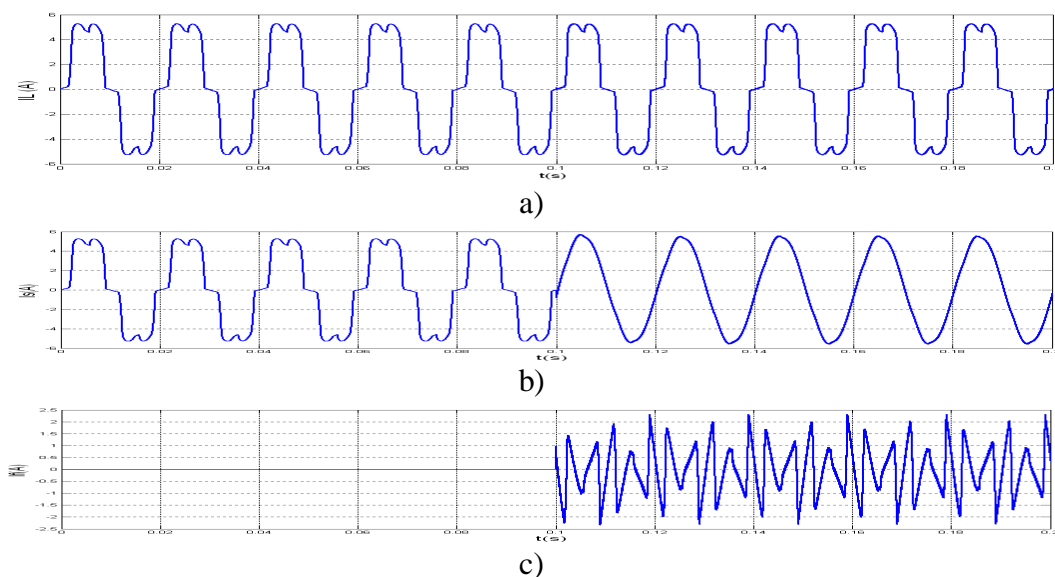
On utilise un régulateur mode glissant pour la tension et régulateur hystérésis pour les courants

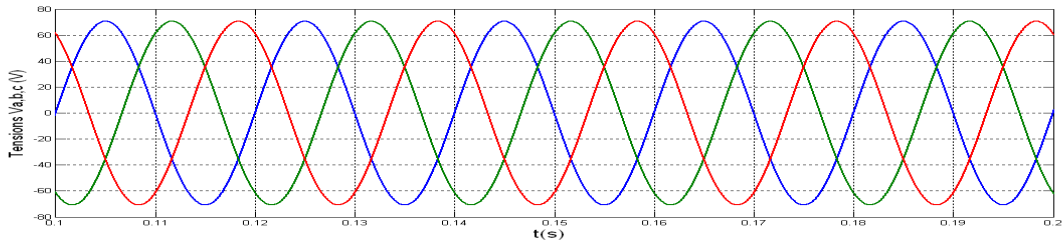
III.5.1.2 Résultats de simulation

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

- La bande d'hystérésis $\Delta i = 0.01$, La référence de la tension continue est fixée à 140V.

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



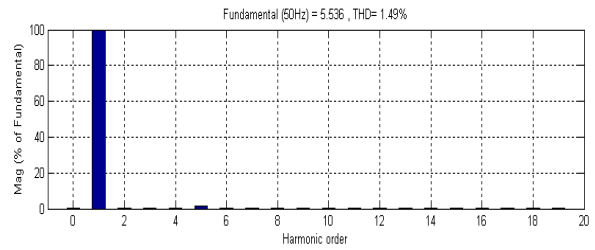
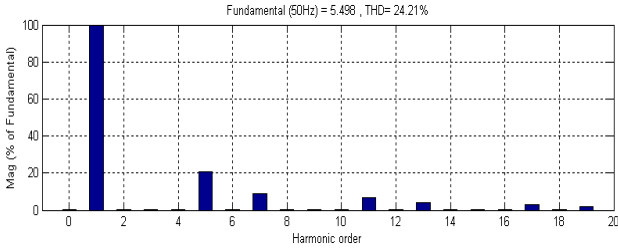
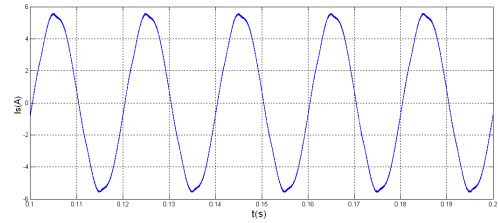
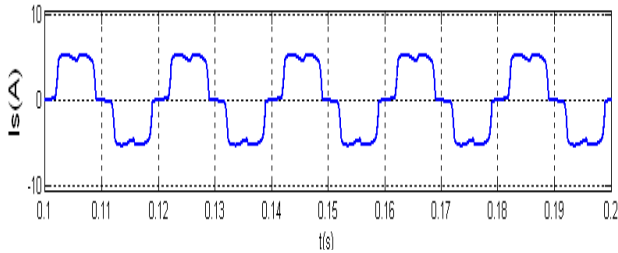


d)

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

b) Courant de charge – b) courant du réseau c) courant injecter

d) Tensions du réseau

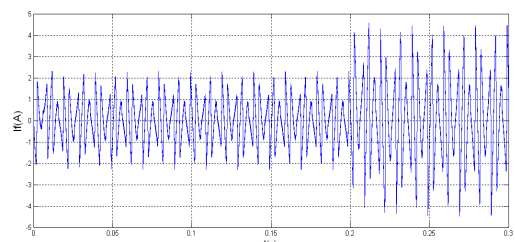
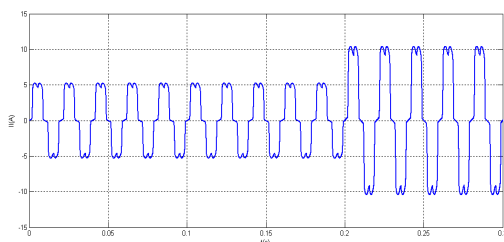


a)

b)

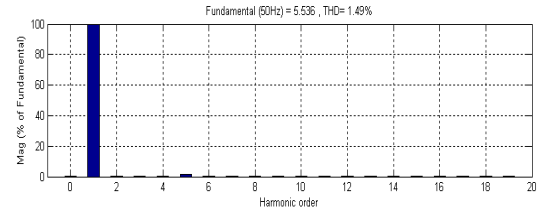
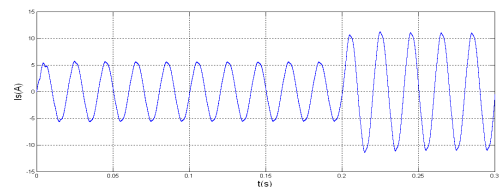
Figure (III.5) réponse du FAP : a) avant filtrage b) après filtrage

Pour étudier les performances de FAP et tester la robustesse de régulateur à mode glissant pour la tension V_c , à l'instant $t=0.2s$ on diminué la charge de $RD1$ à R_{L2}



a)

b)



c)

d)

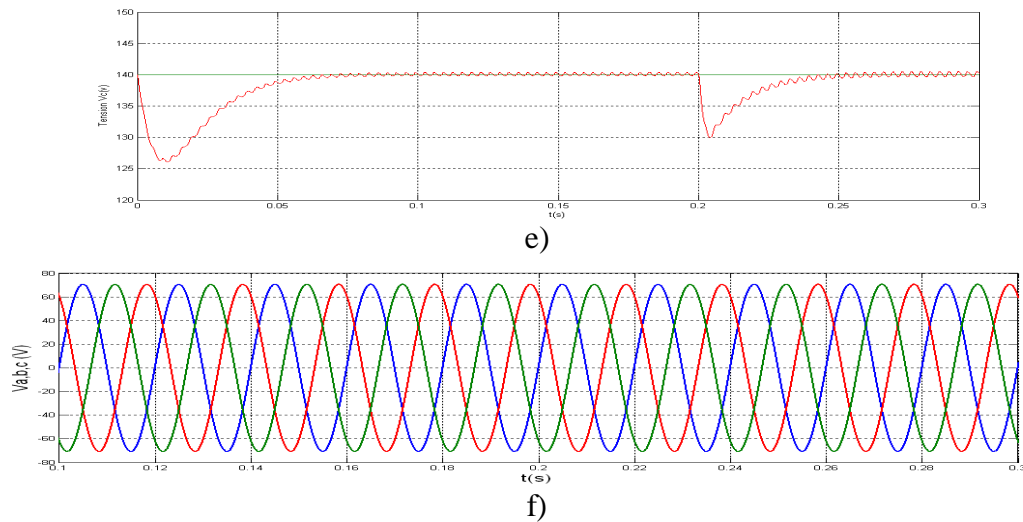


Figure (III.6) Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

- 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.5.1.3. 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 mode glissant de la tension offre une THD de 1.49% et la tension suite parfaitement sa référence et sans de dépassement (figure (III.6.f)

III.5.2 Commande directe cascadée mode glissant – PI dans le repère triphasé

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

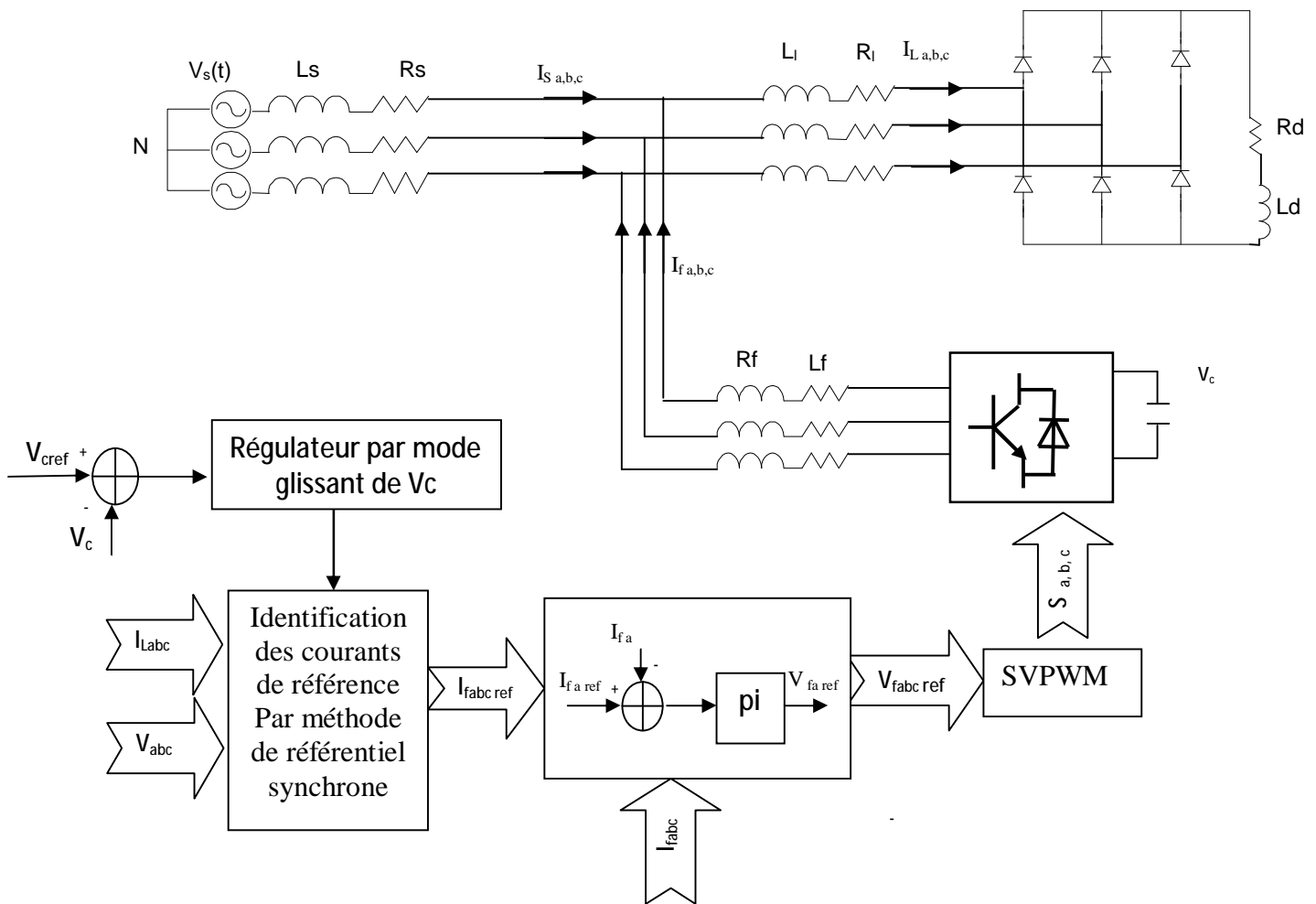


Figure (III.7) : Commande directe par mode glissant dans le repère triphasé

III.5.2.2 Résultats de simulation

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

- La fréquence de commutation est 12.5 kHz.
- La référence de la tension continue est fixée à 140V.
- une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2s$

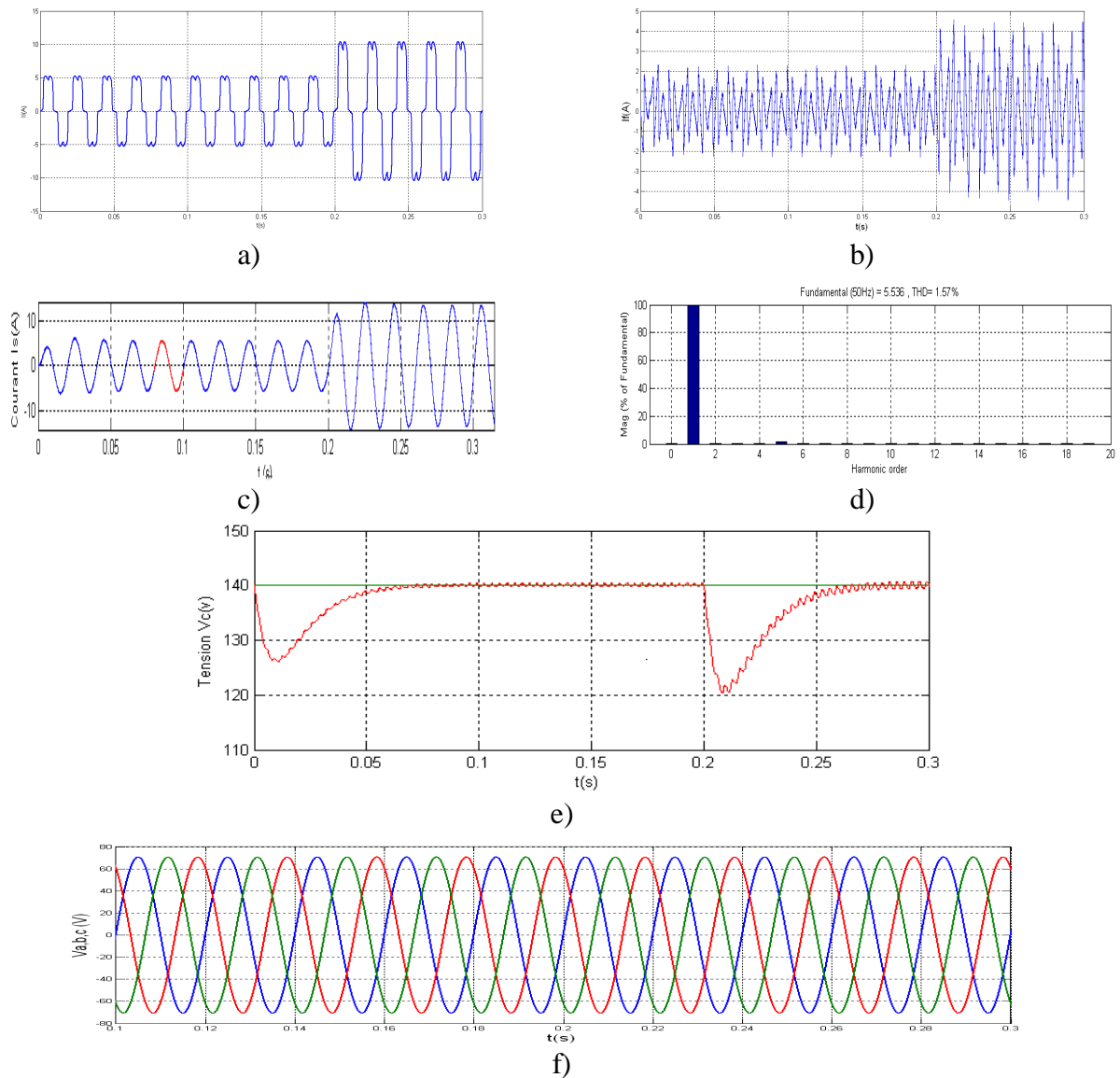


Figure (III.8) Réponse de FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

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.5.2.3 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 1.57% 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.5.3 Commande directe par mode glissant dans le repère stationnaire

Le schéma de cette commande est représenté par la figure (III.9). Dans le repère stationnaire, le modèle du filtre actif parallèle est donné par :

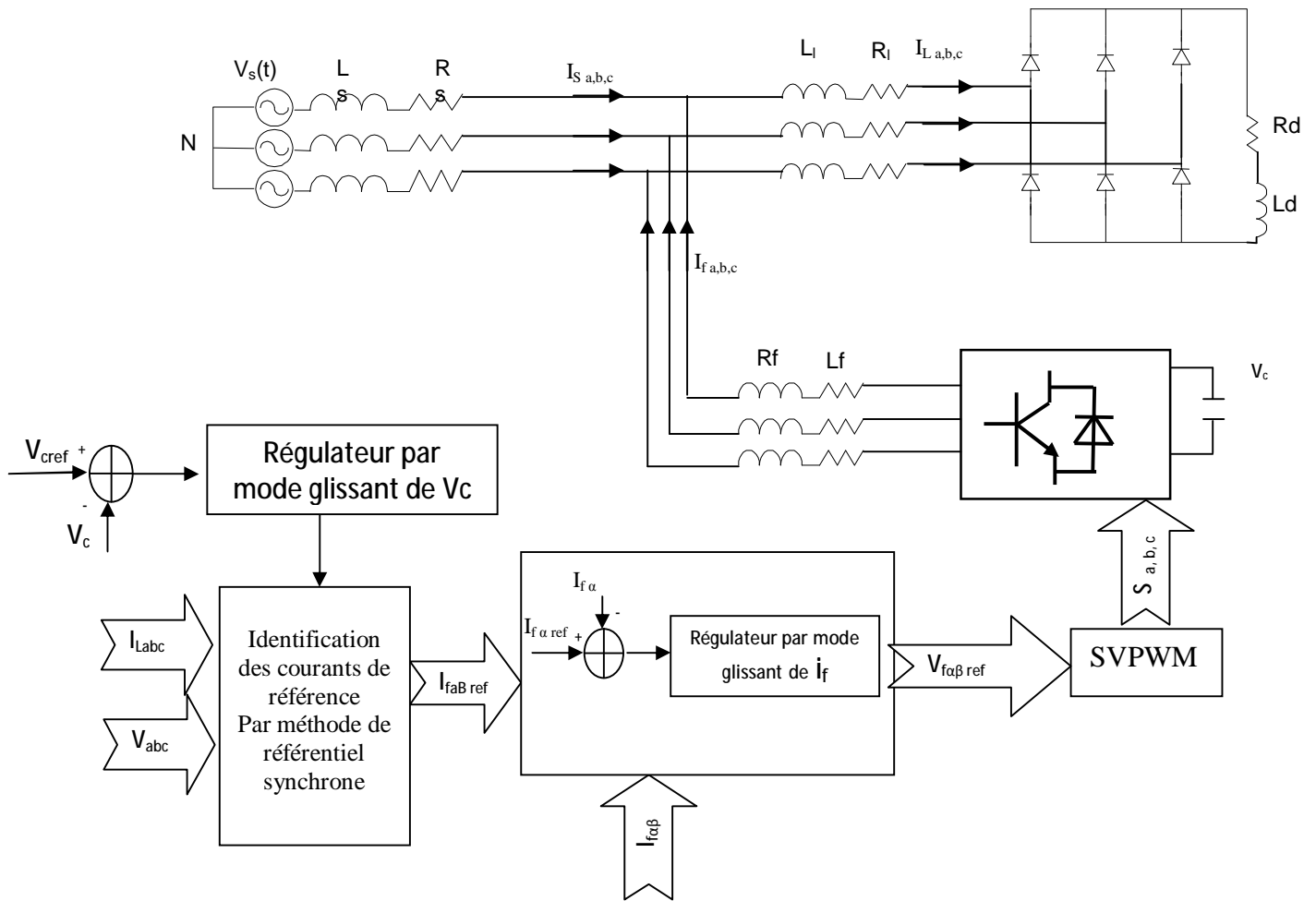


Figure (III.9) : Commande directe par mode glissant dans le repère stationnaire

III.5.3.1 Synthèse des régulateurs

Le modèle du filtre actif parallèle est donné par :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -S_a i_{fa} + S_b i_{fb} \end{cases} \quad (III.18)$$

On a deux sous-systèmes :

Sous-système 1 :

Il est défini par sa variable d'état $i_{f\alpha}$ et sa commande $V_{f\alpha}$, ce sous-système peut être décrit par :

$$\begin{cases} \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha} - v_{sa}}{L_f} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Sous-système 2 :

Ce sous-système est représenté par sa variable d'état $i_{f\beta}$ et sa commande $V_{f\beta}$. Il peut s'écrire comme :

$$\frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta} - v_{sb}}{L_f} \quad (\text{III.20})$$

III.5.3.2 Régulateur du courant $i_{f\alpha}$

L'erreur de poursuite de cette variable est donnée par :

$$e(i_{f\alpha}) = i_{f\alpha ref} - i_{f\alpha} \quad (\text{III.21})$$

La commande du premier sous-système apparaît dans la première dérivée de la variable d'état $i_{f\alpha}$, le degré relatif de cette variable est alors 1. La surface de glissement choisie pour cette variable est définie par :

$$S(i_{f\alpha}) = k_1 e(i_{f\alpha}) + k_{i1} \int e(i_{f\alpha}) dt \quad (\text{III.22})$$

Durant le mode de glissement, nous avons :

$$S(i_{f\alpha}) = 0 \quad (\text{III.23})$$

$$\dot{S}(i_{f\alpha}) = 0 \quad (\text{III.24})$$

A partir des équations (III.21), (III.22) et (III.23),(III.24) on trouve :

$$\dot{S} = k_1 \left(i_{f\alpha ref} + \frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} - \frac{v_{f\alpha}}{L_f} + \frac{v_{sa}}{L_f} \right) + k_{i1} e(i_{f\alpha}) = 0 \quad (\text{III.25})$$

La commande équivalente est alors définie par :

$$V_{fa\acute{e}q} = -L_f \left(-\frac{k_{i1} e(i_{f\alpha})}{k_1} - \frac{v_{sa}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} - i_{f\alpha ref} \right) \quad (\text{III.26})$$

La commande discontinue assure l'attractivité de la surface de glissement, elle est définie par :

$$V_{fan} = U_{a\max} \text{sgn}(S(i_{f\alpha})) \quad (\text{III.27})$$

La commande $V_{f\alpha ref}$ est donnée par :

$$V_{fa\ ref} = V_{fa\ \acute{e}q} + V_{fan} \quad (III.28)$$

III.5.3.3 Régulateur du courant i_{fb}

L'erreur dans ce cas est définie par :

$$e(i_{fb}) = i_{fb\ ref} - i_{fb} \quad (III.29)$$

La commande $fd\ v$ apparait dans la première dérivée de cette variable, son degré relatif est alors , la surface de glissement est donnée par :

$$S(i_{fb}) = k_1 e(i_{fb}) + k_{i1} \int e(i_{fb}) dt \quad (III.30)$$

Dans le mode glissant, on a :

$$S(i_{fb}) = 0 \quad (III.31)$$

$$\dot{S}(i_{fb}) = 0 \quad (III.32)$$

A partir des équations (III.29), (III.30) et (III.31),(III.32) on trouve :

$$\dot{S} = k_1 (i_{fb\ ref} + \frac{R_f}{L_f} i_{fb} - \frac{v_{fb}}{L_f} + \frac{v_{sb}}{L_f}) + k_{i2} e(i_{fb}) = 0 \quad (III.33)$$

La commande équivalente est alors définie par :

$$V_{fb\acute{e}q} = -L_f \left(-\frac{k_{i2} e(i_{fb})}{k_2} - \frac{v_{sb}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{fb} - i_{fb\ ref} \right) \quad (III.34)$$

La commande discontinue assure l'attractivité de la surface de glissement, elle est définie par :

$$V_{fbn} = U_{a\ max} \text{sgn}(S(i_{fb})) \quad (III.35)$$

La commande $V_{fB\ ref}$ est donnée par :

$$V_{fb\ ref} = V_{fb\ \acute{e}q} + V_{fbn} \quad (III.36)$$

III.5.3.4 Résultats de simulation

La simulation de la commande directe par mode glissant dans le repère stationnaire a été réalisée sous les conditions suivantes : La fréquence de commutation est 12.5 kHz., La référence de la tension continue est fixée à 140V , une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à t=0.2s

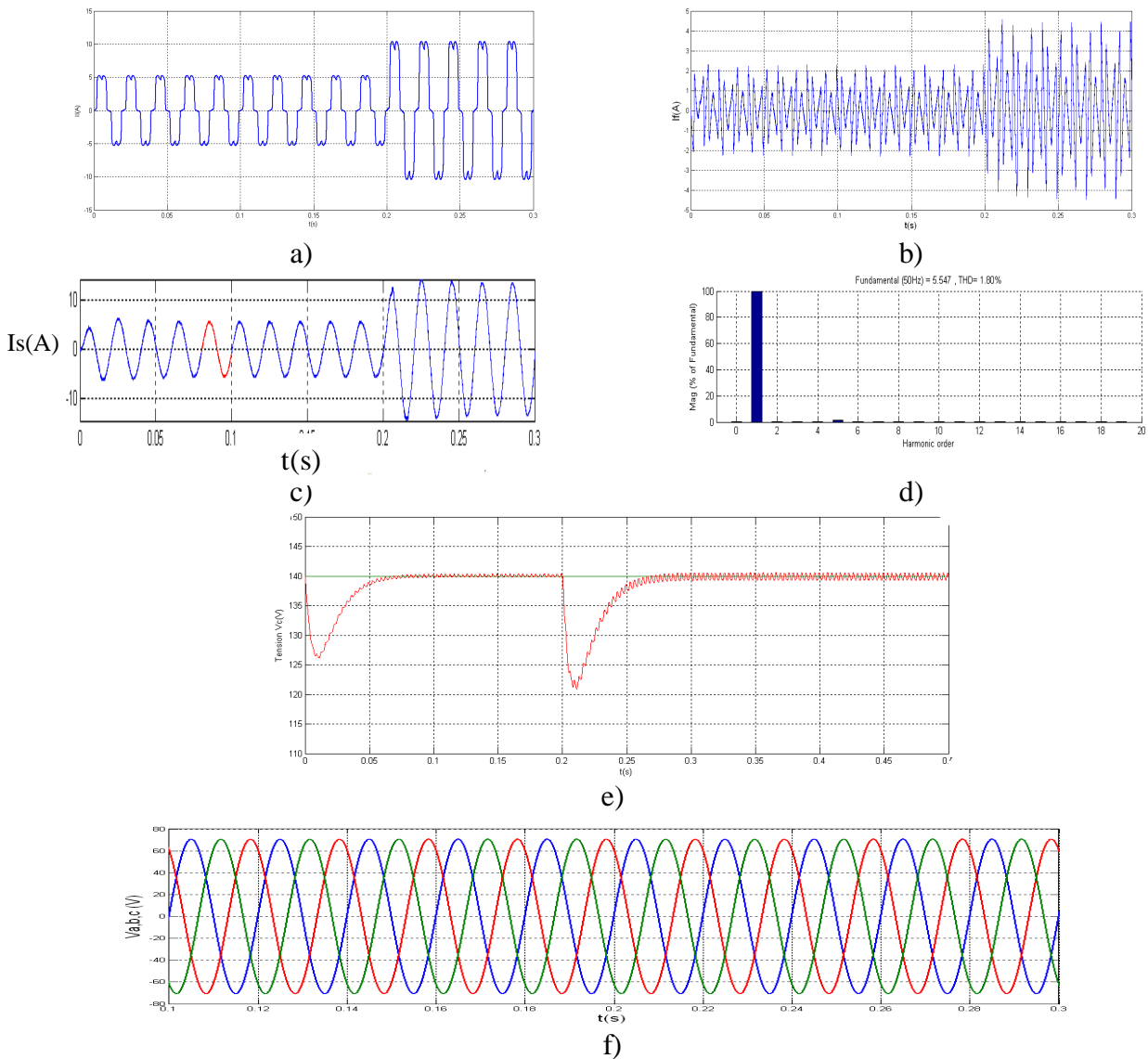


Figure (III.10) : Réponse du FAP cas de perturbation dans le repère stationnaire

- 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

III.5.3.5. Interprétations des résultats

La figure (III.10.c) représente le courant filtré de la source. Lors da la variation de la charge, la tension passe par un transitoire de 0.06 s avant qu’elle reprenne sa forme en régime permanent (III.10.e). Le spectre d’harmonique du courant de la source représenté par la figure (III.10.d) montre que le THD obtenu est de 1.80 % avant la variation de la charge, cette valeur augmenté légèrement par apport qui obtenu par repère triphasé, les tensions de réseau sont équilibré avant et après la variation de charge (figure(III.10.f))

III.5.4 Commande directe cascadée PI-mode glissant dans le repère stationnaire

Le schéma de cette commande est illustré par la figure (III.11)

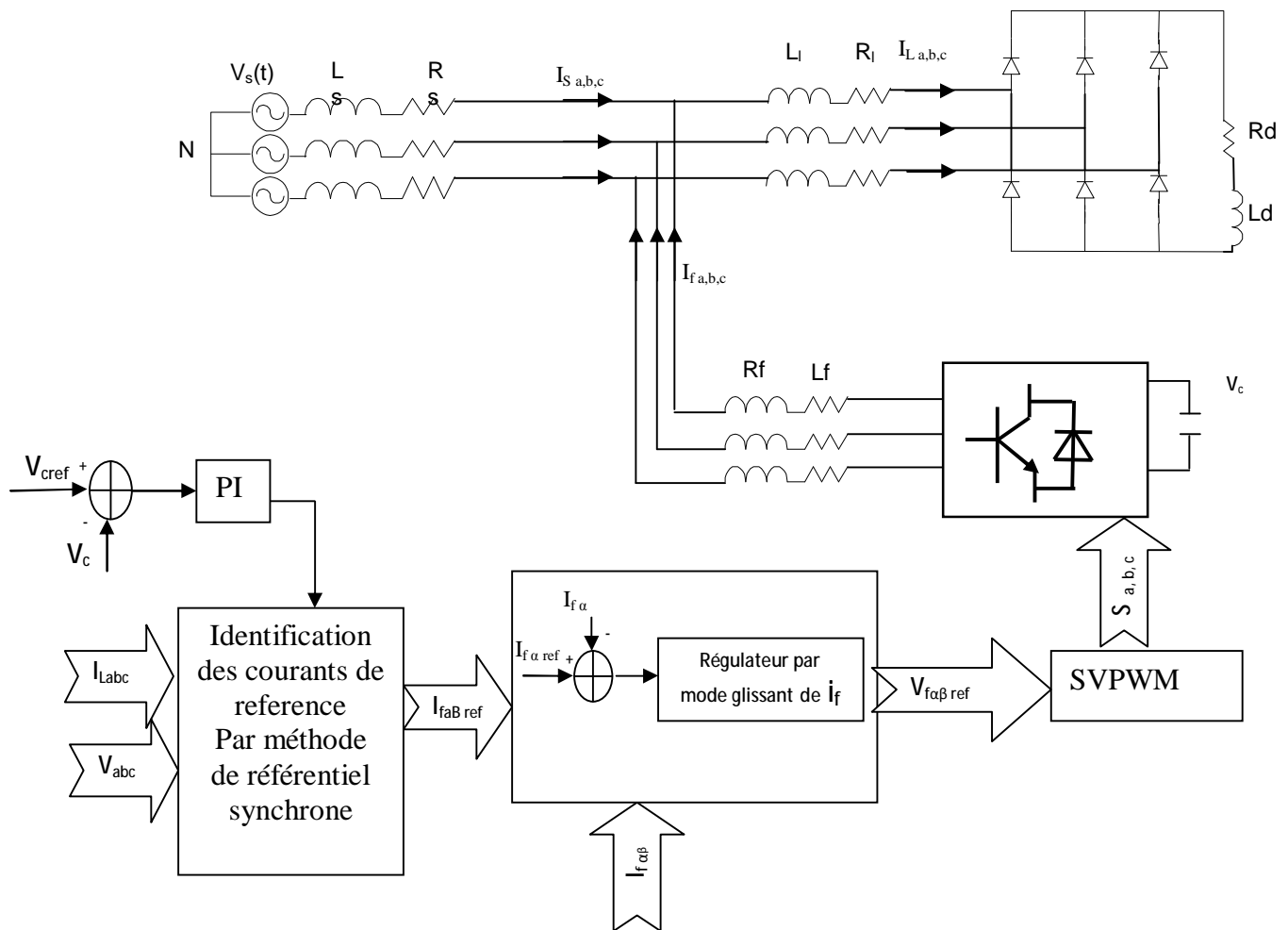


Figure (III.11) : Commande directe cascadée PI- mode glissant dans le repère stationnaire

Le régulateur par mode glissant est remplacé par PI et pour les courants on a laissé les régulateurs par mode glissant, pour cela on a trouvé les résultats suivants :

III.5.4.1 Résultats de simulation

La simulation de la commande directe cascadée PI mode glissant dans le repère stationnaire a été réalisée sous les conditions suivantes : La fréquence de commutation est 12.5 kHz., La référence de la tension continue est fixée à 140V, à l'instant $t = 0.2$ s on a varié la charge

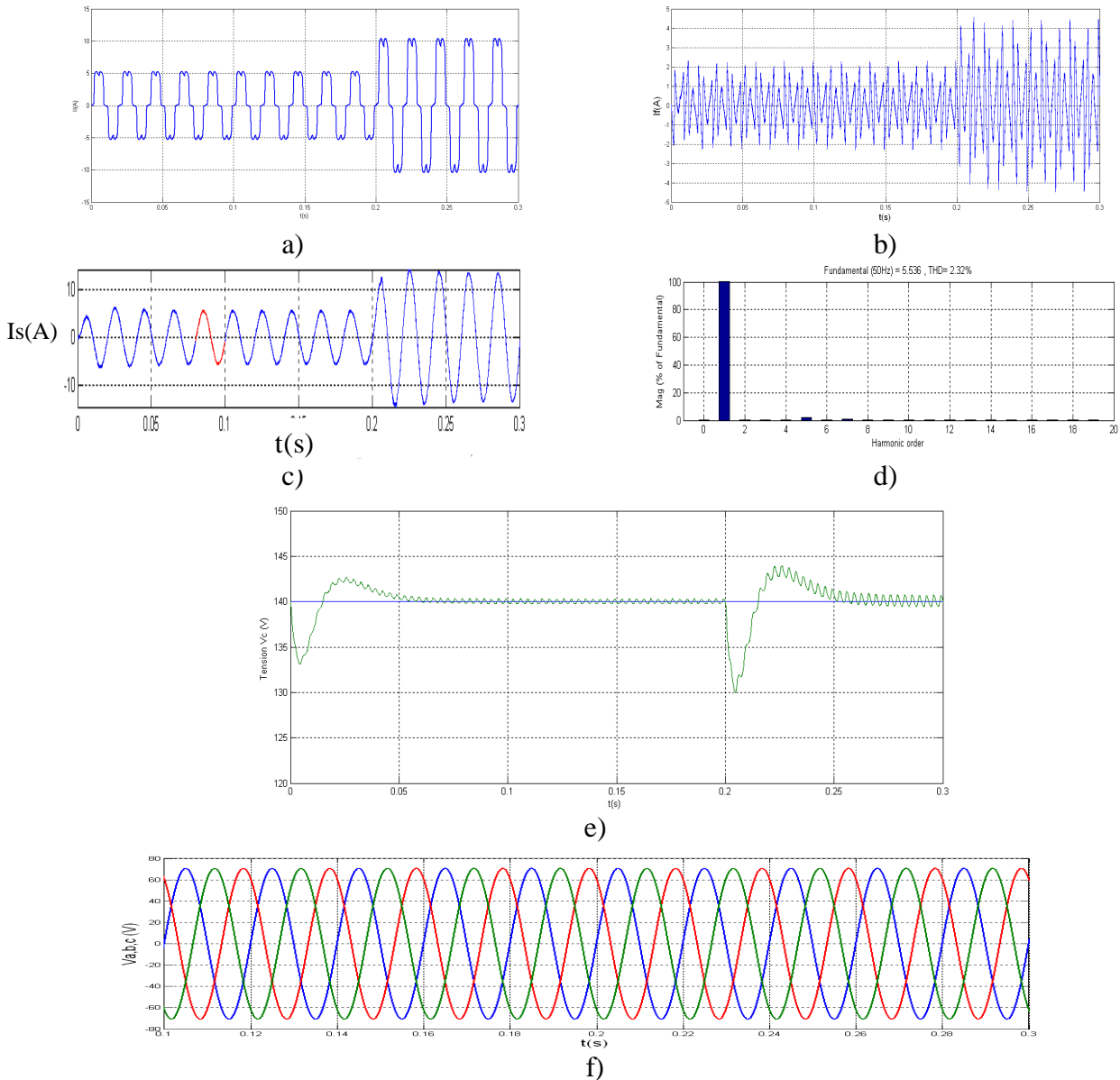


Figure (III.12) Réponse de FAP cas de perturbation dans le repère stationnaire

- 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

III.5.4.2. Interprétations des résultats

La figure (III.12.c) représente le courant filtré de la source. Lors de la variation de la charge, la tension passe par un transitoire de 0.06 s avant qu'elle reprenne sa forme en régime permanent. Le spectre harmonique du courant de la source représenté par la figure (III.12.d) montre que le THD obtenu est augmenté à 2.32 % avant la variation de la charge, ce qui explique l'intérêt d'un régulateur non linéaire (mode glissant) au niveau de la régulation de tension, pour ce la nous avons montrons que la qualité de tension aux bornes du condensateur effectuée directement sur THD.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode de commande des systèmes non-linéaire par mode glissant 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 mode glissant améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle en termes du THD par rapport à l'application de la commande linéaire présentée par le deuxième chapitre mais l'effet de chattering reste grande problème on face de la régulation des systèmes asservis pour ce la on va proposé le réglage par logique floue dans chapitre IV .

Historique

Les racines de la logique floue se trouvent dans le principe d'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20. Les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0,1\}$. Pourquoi $\frac{1}{2}$? Parce que c'est la valeur de vérité de tous les paradoxes. La logique classique interdit tous les paradoxes par ses axiomes.

Au début des années 30, le logicien polonais **Jan Lukasiewicz** a développé le système logique avec trois valeurs puis l'a étendu à tous les nombres rationnels entre 0 et 1. Il a défini la logique floue comme une logique qui utilise la fonction générale de vérité qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 (faux) et 1 (vrai).

Dans les années 30, **Max Black** a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a appelé imprécision l'incertitude de ces ensembles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance d'un ensemble floue. [10]

En 1965 **Lotfi Zadeh** a publié l'article "fuzzy sets" dans lequel il a développé la théorie des ensembles flous et introduit le terme fuzzy dans la littérature technique. C'est le début des tentatives de modélisation des systèmes par des relations floues. Les premières investigations de Zadeh étaient l'utilisation de la logique pour représenter une approche "système expert" au réglage automatique, où la règle de commande est remplacée par des règles floues. [10]

Les premiers résultats en commande floue ont été publiés par **Mamdani** et **Assilian** en 1975. Ce qui a encouragé différentes activités en Angleterre, au Danemark et en France.

Après 1980, les recherches s'arrêtent en Europe mais les japonais les reprennent. Leur industrie a lancé de nombreux produits basés sur la logique floue, notamment des appareils électroménagers et du matériel audio-visuel. Actuellement, la logique floue est considérée comme un outil de base au Japon. [19]

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. [11]

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. [20][31]

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.1 .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 d'appartenance d'un ensemble flou A est définie

$$\text{par : } \begin{cases} \mu_A : X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

IV.1.3 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).

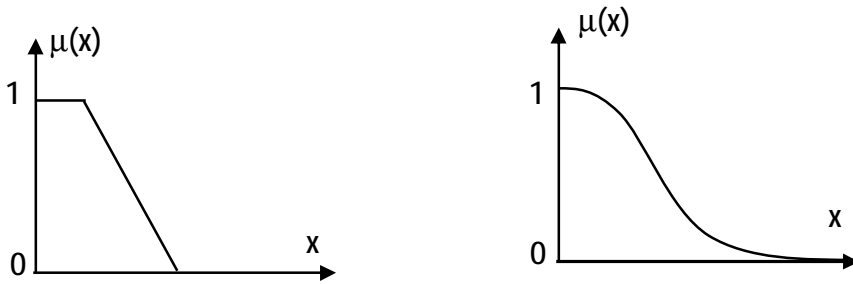


Figure (IV.1) : Exemples de fonctions d'appartenance monotones

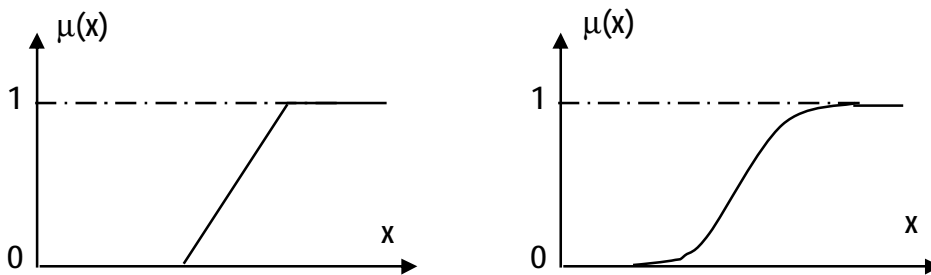


Figure (IV.2) : Exemples de fonctions d'appartenance monotones

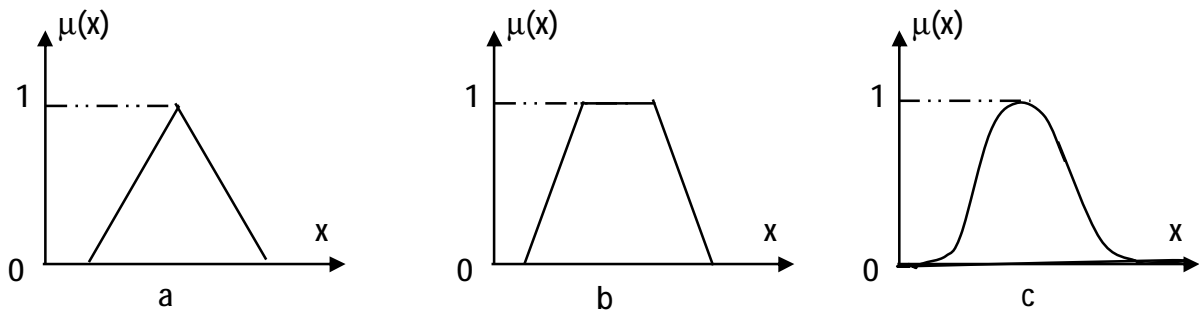


Figure (IV.3) : Exemples de fonctions

IV.1.4 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

IV.1.4.1. Fonction triangulaire

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

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

IV.1.4.2. Fonction trapézoïdale

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

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

IV.1.4.3. 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 :

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

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 :

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

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 :

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

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 :

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

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. 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 :

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

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

- 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 :

$$\ll x_1 \text{ est } A_1 \text{ *ET* } x_2 \text{ est } A_2 \gg \quad (\text{IV.19})$$

∅ Disjonction :

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

$$\ll x_1 \text{ est } A_1 \text{ *OU* } x_2 \text{ est } A_2 \gg \quad (\text{IV.20})$$

∅ Implication :

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

$$\ll \text{*SI* } x_1 \text{ est } A_1 \text{ *ALORS* } x_2 \text{ est } A_2 \gg \quad (\text{IV.21})$$

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 [30]. 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))

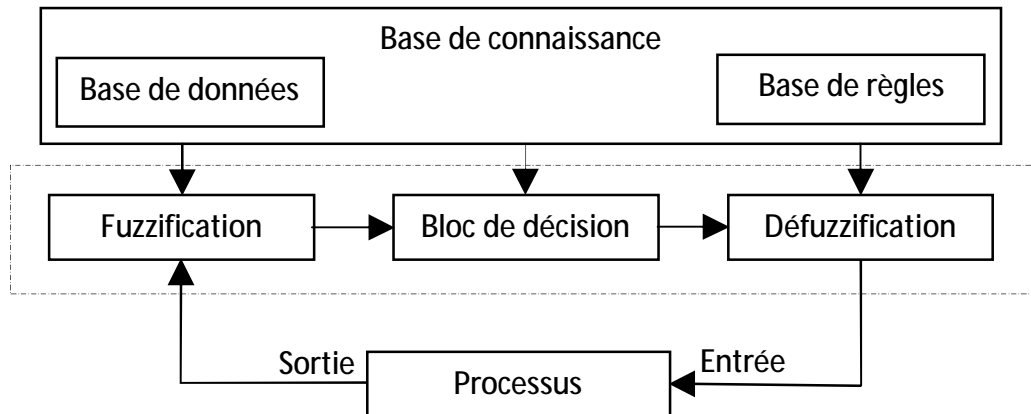


Figure (IV.5) : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

§ 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.4.1 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. [12] ,[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.

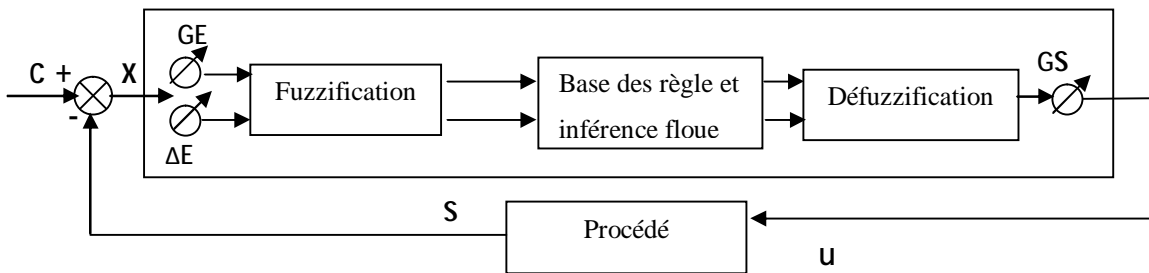


Figure (IV.6) : Schéma de principe de la régulation floue

IV.4.2 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.

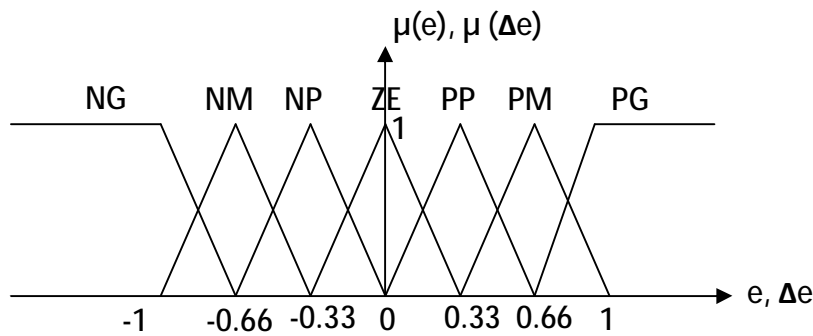


Figure (IV.7) : Fonctions d'appartenances des variables

IV.5 Base des règles et inférence floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, elles 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 vitesse « e_w » et la variation de cette dernière « Δe_w » et la variable de sortie « u »

IV.6 Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir 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.7 Commande directe par logique floue d'un filtre actif parallèle

IV.7.1 Commande direct par logique floue -hystérésis dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (IV.8)

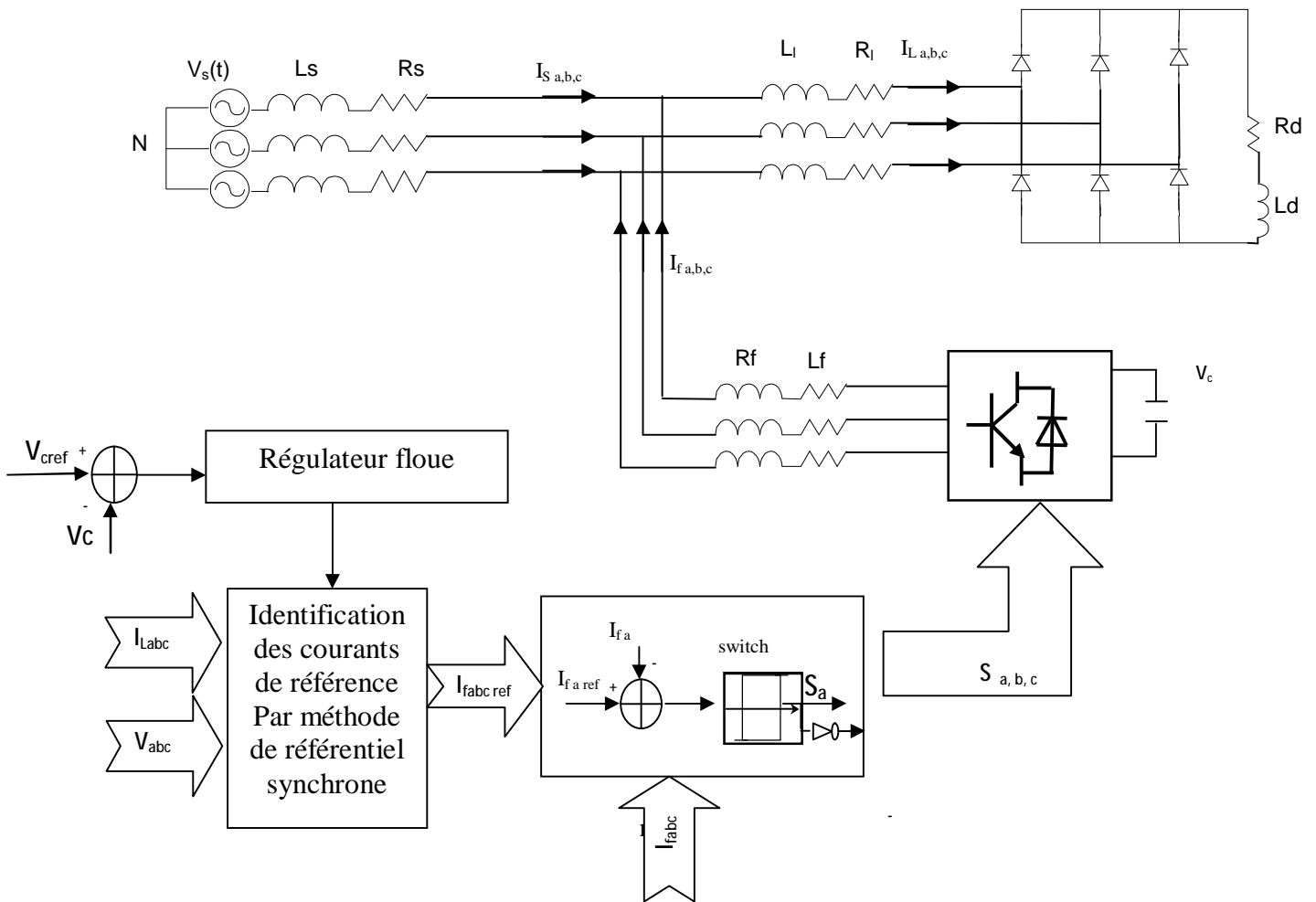


Figure (IV.8) : Commande directe par logique floue dans le repère triphasé

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

IV.7.1.1 synthèse du régulateur floue

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono entrée / mono sortie. La figure (IV.9) 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.

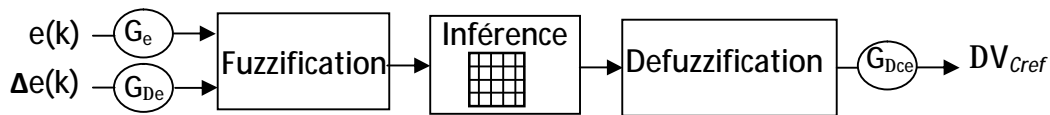


Figure (IV.9) : Schéma bloc du Régulateur floue

IV.7.1.2 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 $DV_{Cref} = f(e, De)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande DV_{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. [37]

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

$$V_{Cref}(k+1) = V_{Cref}(k) + G_{\Delta ce} \cdot \Delta V_{Cref} \tag{IV.22}$$

Fuzzification

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e \cdot (V_{ref}(k) - V(k)) \tag{IV.23}$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1)) \tag{IV.24}$$

Où :

- G_e , G_{De} et G_{Dce} : 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 De 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.10).

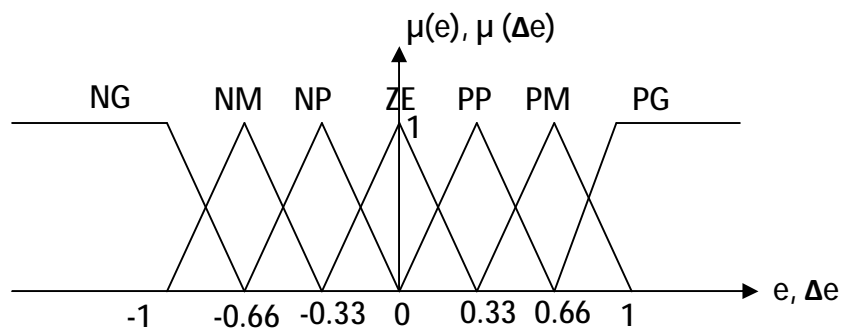


Figure (IV.10): Fonctions d'appartenances des variables d'entrées

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.25)

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

IV.7.1.3 Résultats de simulation

La simulation de la commande directe par logique floue dans le repère triphasé a été réalisée sous les conditions suivantes : La fréquence de commutation est 12.5 kHz, La référence de la tension continue est fixée à 140V , bande d’hystérésis $\Delta i=0.02$ 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

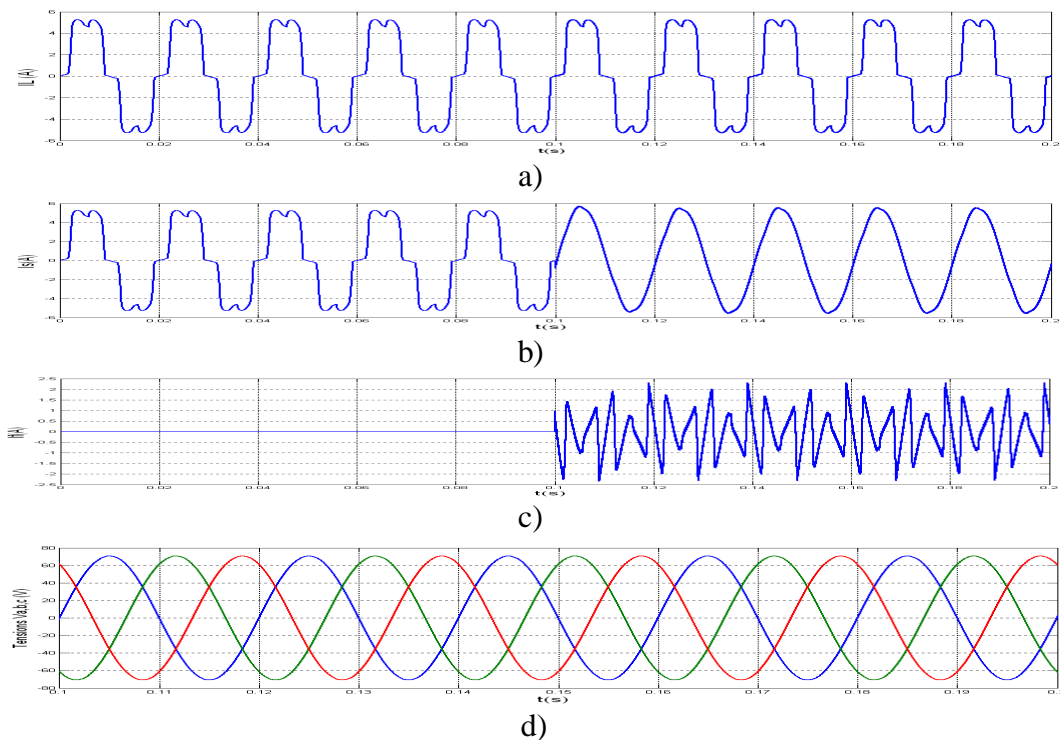


Figure (IV .11) : simulation du FAP avec charge fixe

c) Courant de charge – b) courant du réseau c) courant injecter d) tensions du réseau

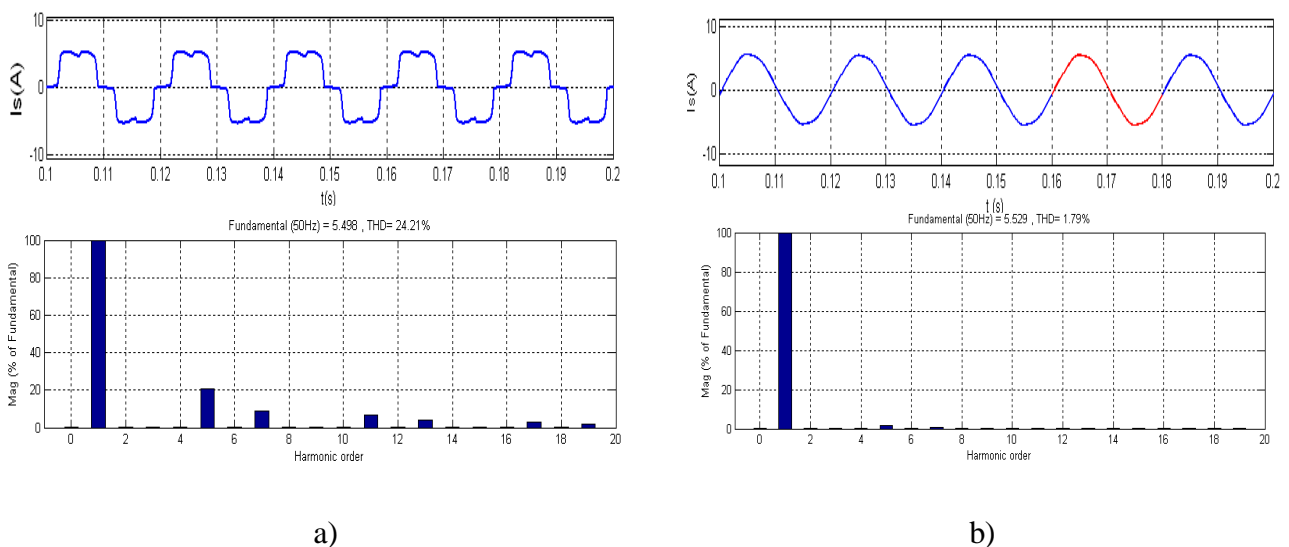
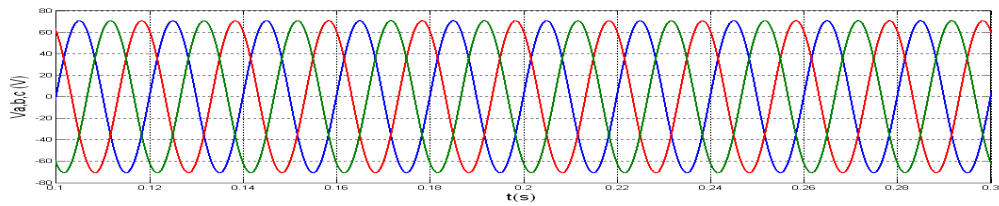
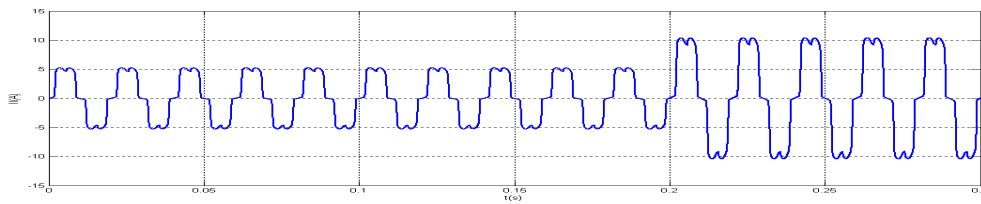


Figure (IV .12) : simulations du FAP :a) Avant filtrage , b) après filtrage

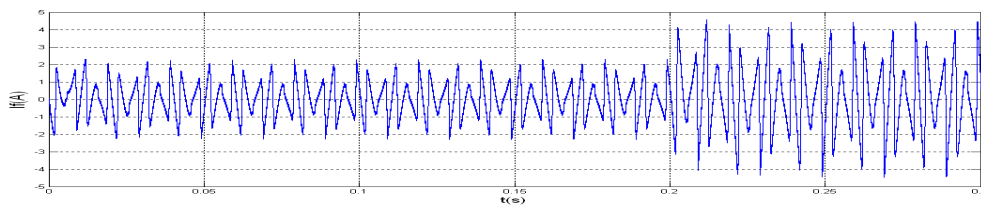
Pour étudier la performance du FAP et tester la robustesse de régulateur à logique floue, à l'instant $t=0.2s$ on a diminué la charge de $RD1$ à R_{L2}



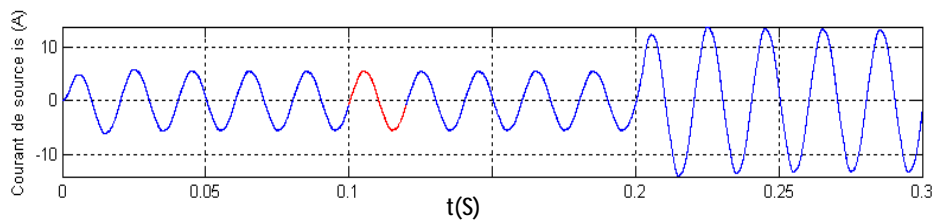
a)



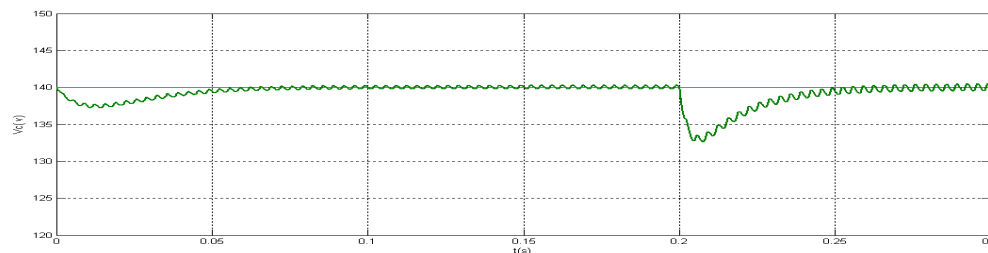
b)



c)



d)



e)

Figure (IV.13) : 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

IV.7.1.4 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, cette méthode présente l'inconvénient irrémédiable de variations aléatoires de la fréquence de commutation des interrupteurs, pour cela on propose la régulation du courant par logique floue.

IV.7.2 Commande direct par logique floue dans le repère triphasé

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (IV.14)

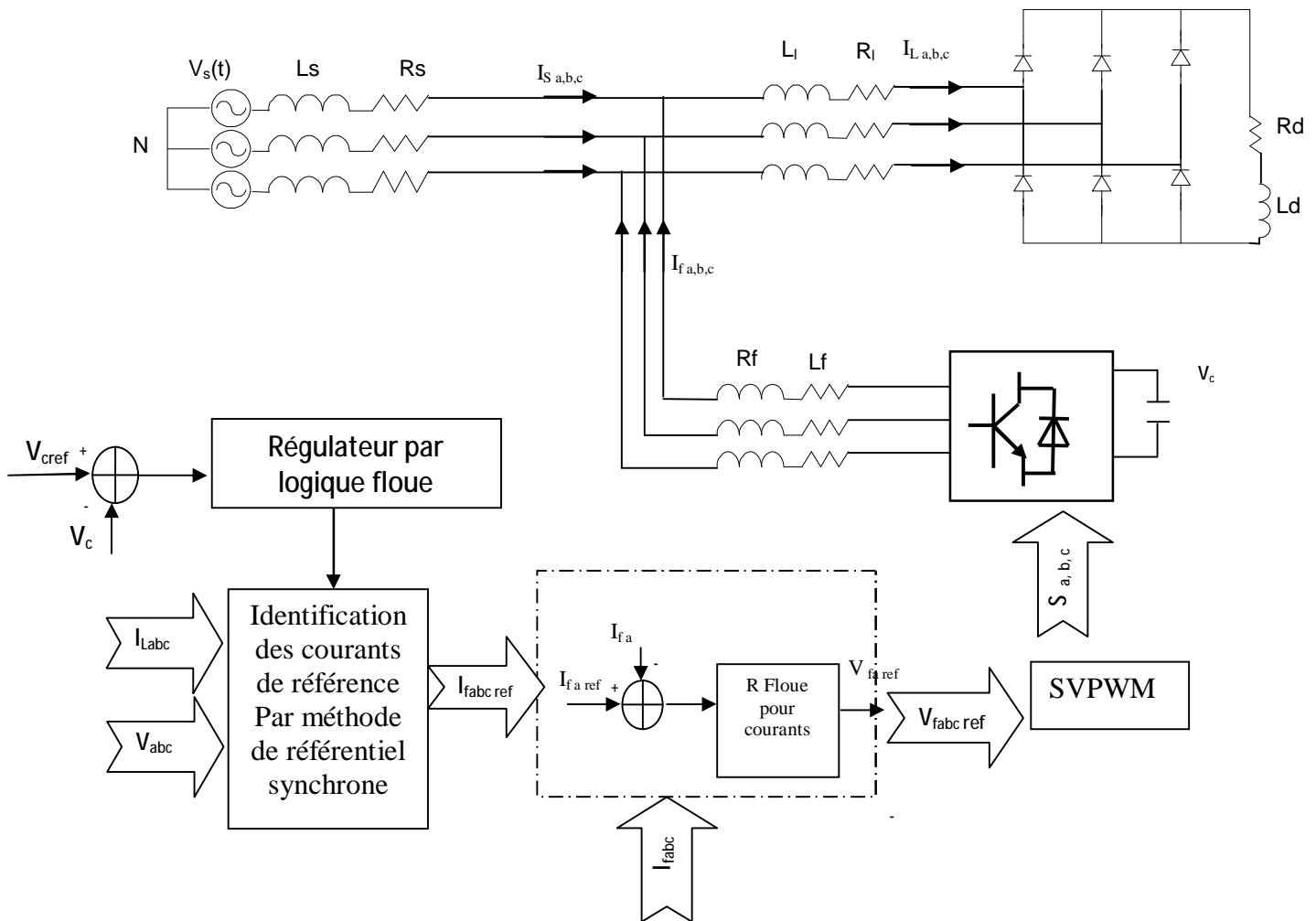


Figure (IV.14) : Commande directe logique floue du FAP dans le repère triphasé

Les courants sont réglés par régulateur floue, sont synthèse sont même manière pour tension V_c

IV.7.2.1 Résultats de simulation

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

La fréquence de commutation est 12.5 kHz, La référence de la tension continue est fixée à 140V, une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2s$.

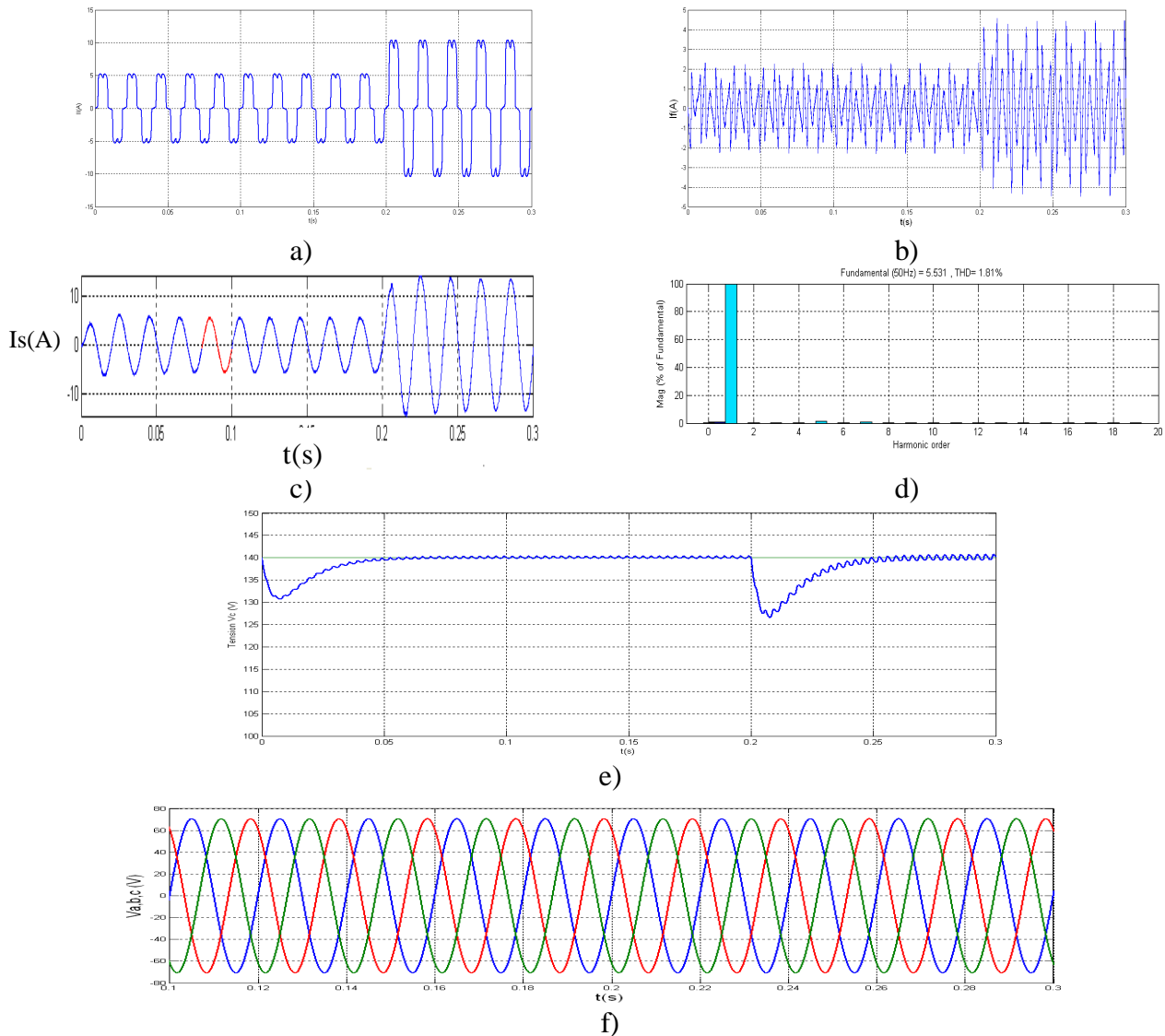


Figure (IV.15) : Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

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

IV.7.2.2 Interprétations des résultats

Nous avons également étudié la robustesse de la régulation par logique floue en simulant le couplage du filtre sur le réseau figure (IV.15 .c) représente le courant filtré de la source. Lors da 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 (IV.15.d)

montre que le THD obtenu est de 1.81% , les courants sont commandés par régulateurs logique floue ce THD est proche que les courants commandés par hystérésis ce qui montre l'efficacité de des régulateurs des courants par logique floue .

IV.7.3 Commande direct cascadiée logique floue - PI dans le repère triphasé

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

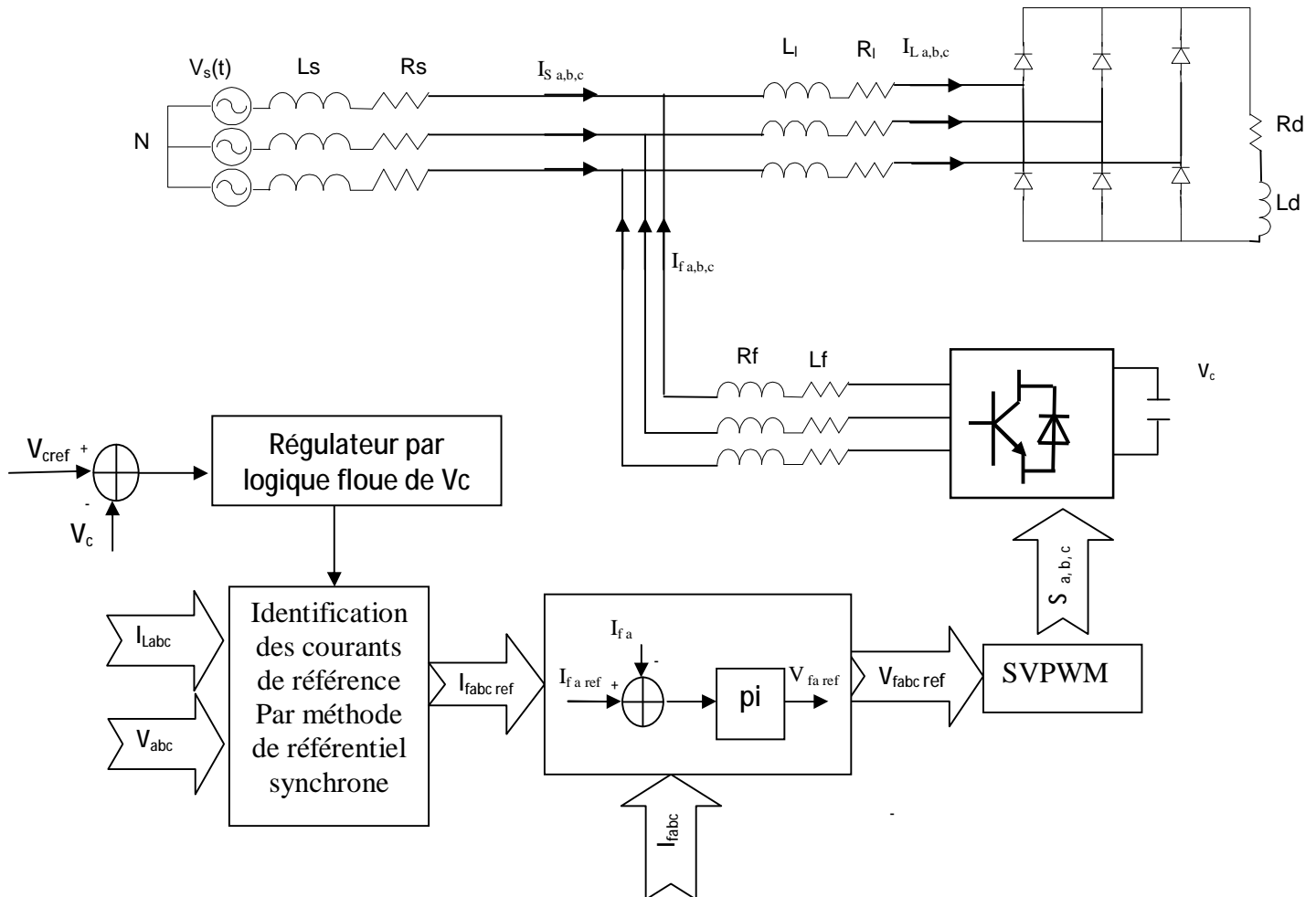


Figure (IV.16) : Commande directe cascadiée logique floue – PI dans le repère triphasé

IV.7.3.1 Résultats de simulation

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

- La bande d'hystérésis $\Delta i = 0.01$.
- La référence de la tension continue est fixée à 140V.
- une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t = 0.2s$.

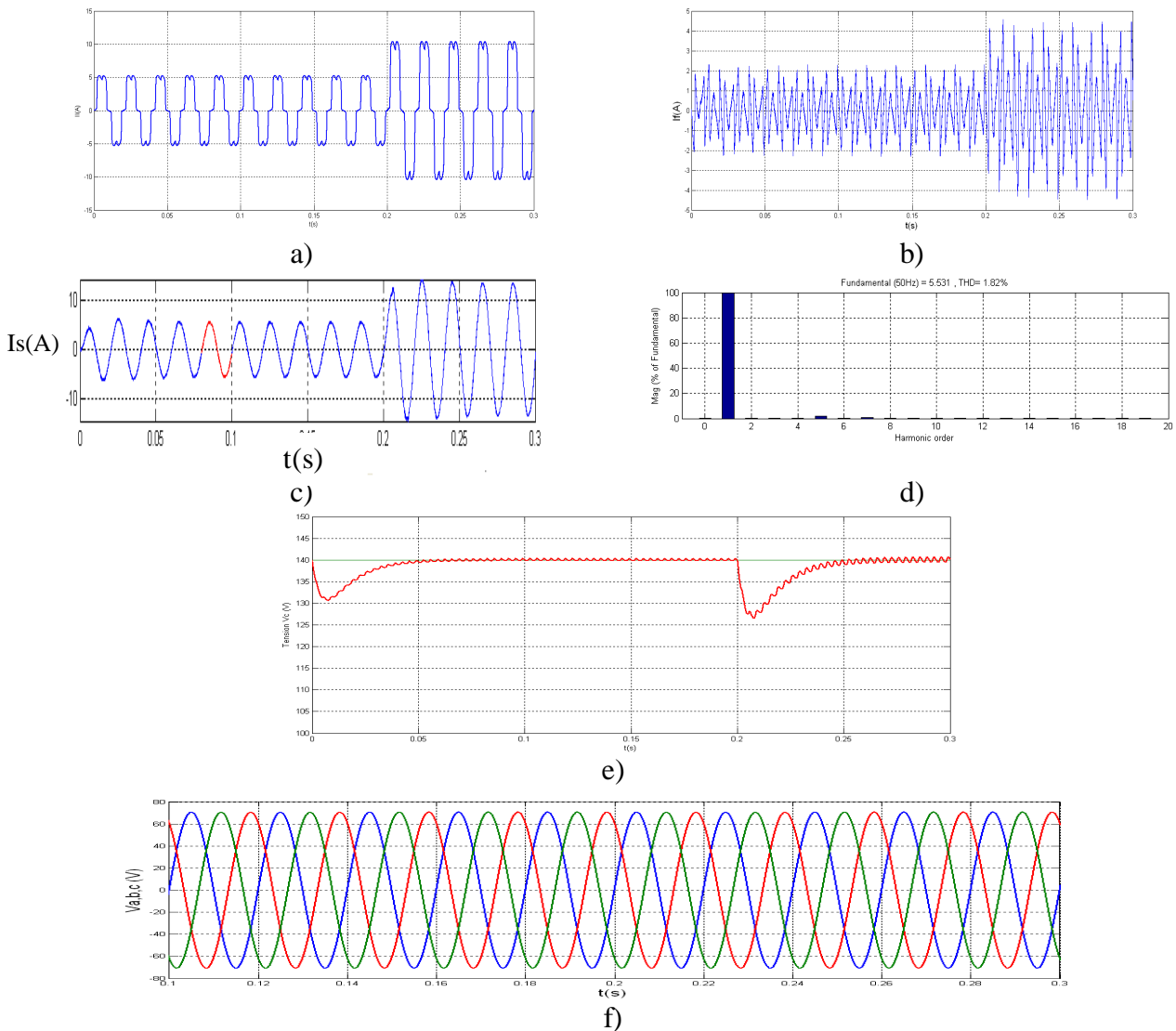


Figure (IV.17) : Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

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

IV.7.3.2 Interprétations des résultats

La figure (IV.17.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.17.c) Le spectre harmonique du courant de la source représenté par la figure (IV.16.d) montre que le THD obtenu est de 1.82% avant la variation de la charge, ce THD presque égale qui obtenue par réglage floue pour courant et tension .l'allure de la figure (IV.17.f) montre que les tensions du réseaux sont équilibré avant et après le filtrage.

IV.7.4 Commande direct cascadée PI- logique floue dans le repère triphasé

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

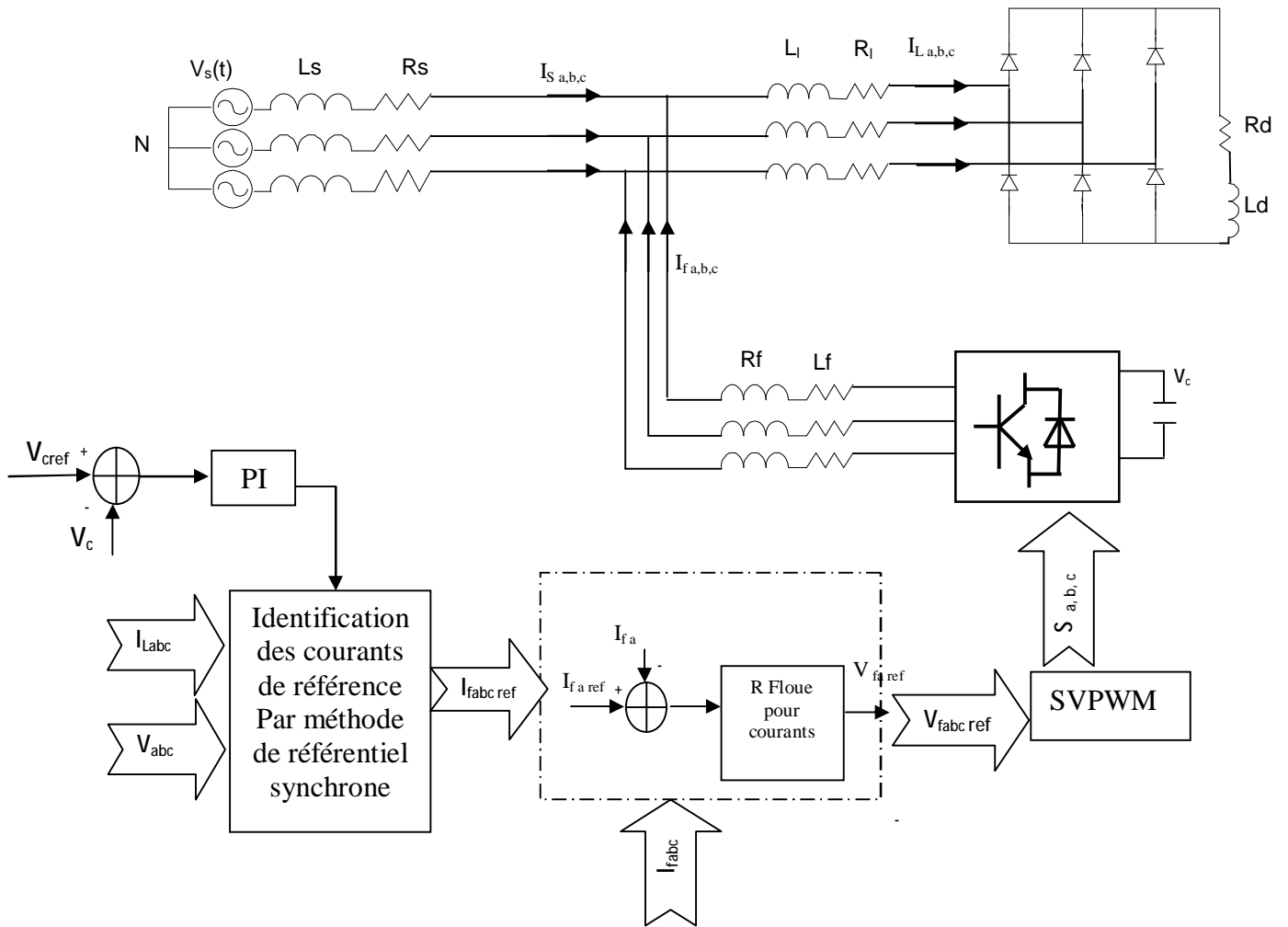


Figure (IV.18) : Commande directe cascadée PI -logique floue dans le repère triphasé

IV.7.4.1 Résultats de simulation

Le schéma bloc de la commande directe cascadée par logique floue obtenu a été simulé pour une fréquence de commutation $f_c=12\text{Khz}$. Nous avons testé la robustesse de la régulation en simulant le couplage du filtre actif avec une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2\text{s}$.

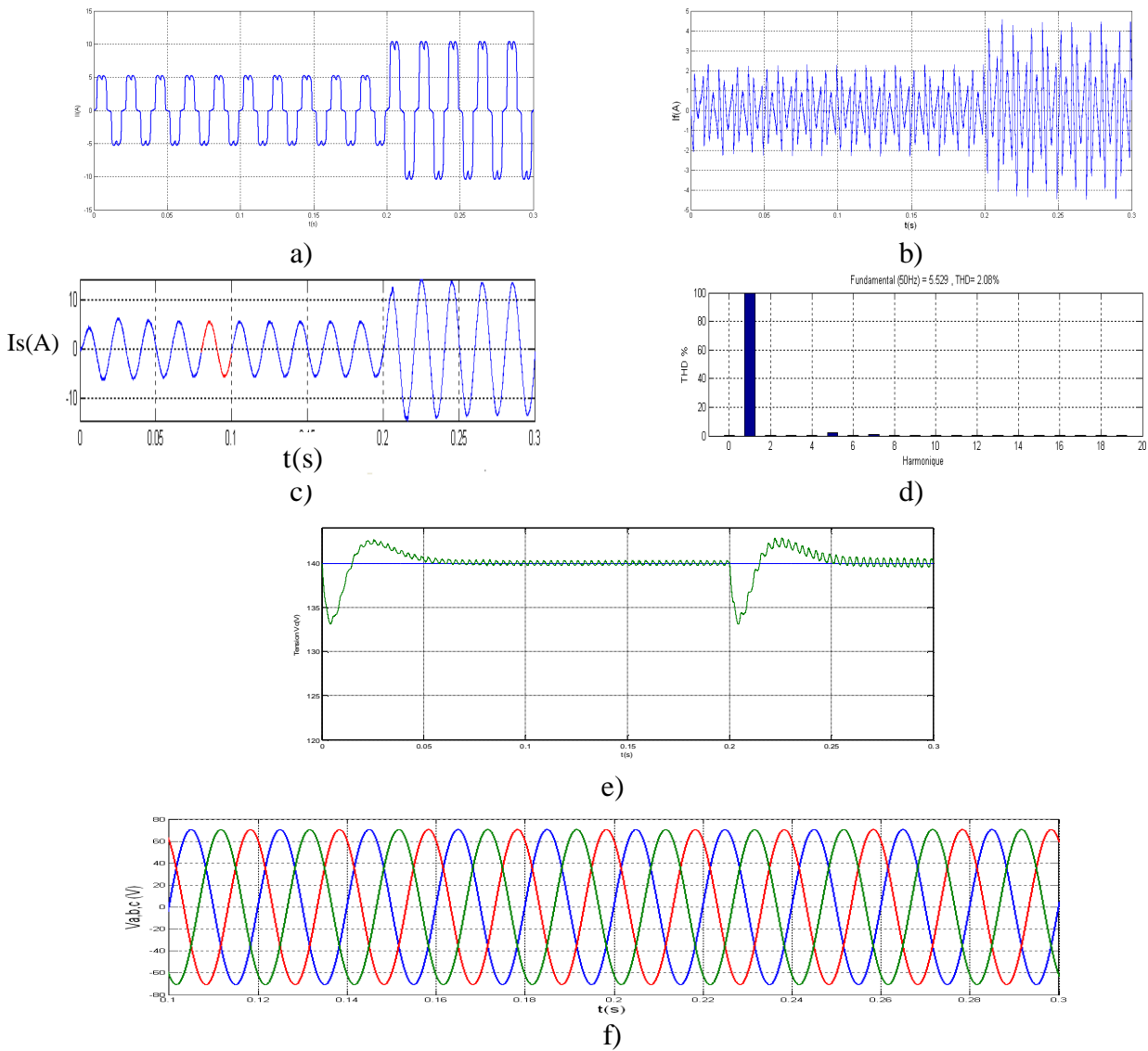


Figure (IV.19) : Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère triphasé

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

IV.7.4.2 Interprétations des résultats

La figure (IV.19.c) représente le courant filtré de la source., le spectre harmonique du courant de la source représenté par la figure (IV.19.d) le THD obtenu est 2.07% montre que le THD est proportionnel à la qualité de repense du tension aux bornes du condensateur .

IV.7.5 Commande direct cascadée logique floue - PI dans le repère synchrone :

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

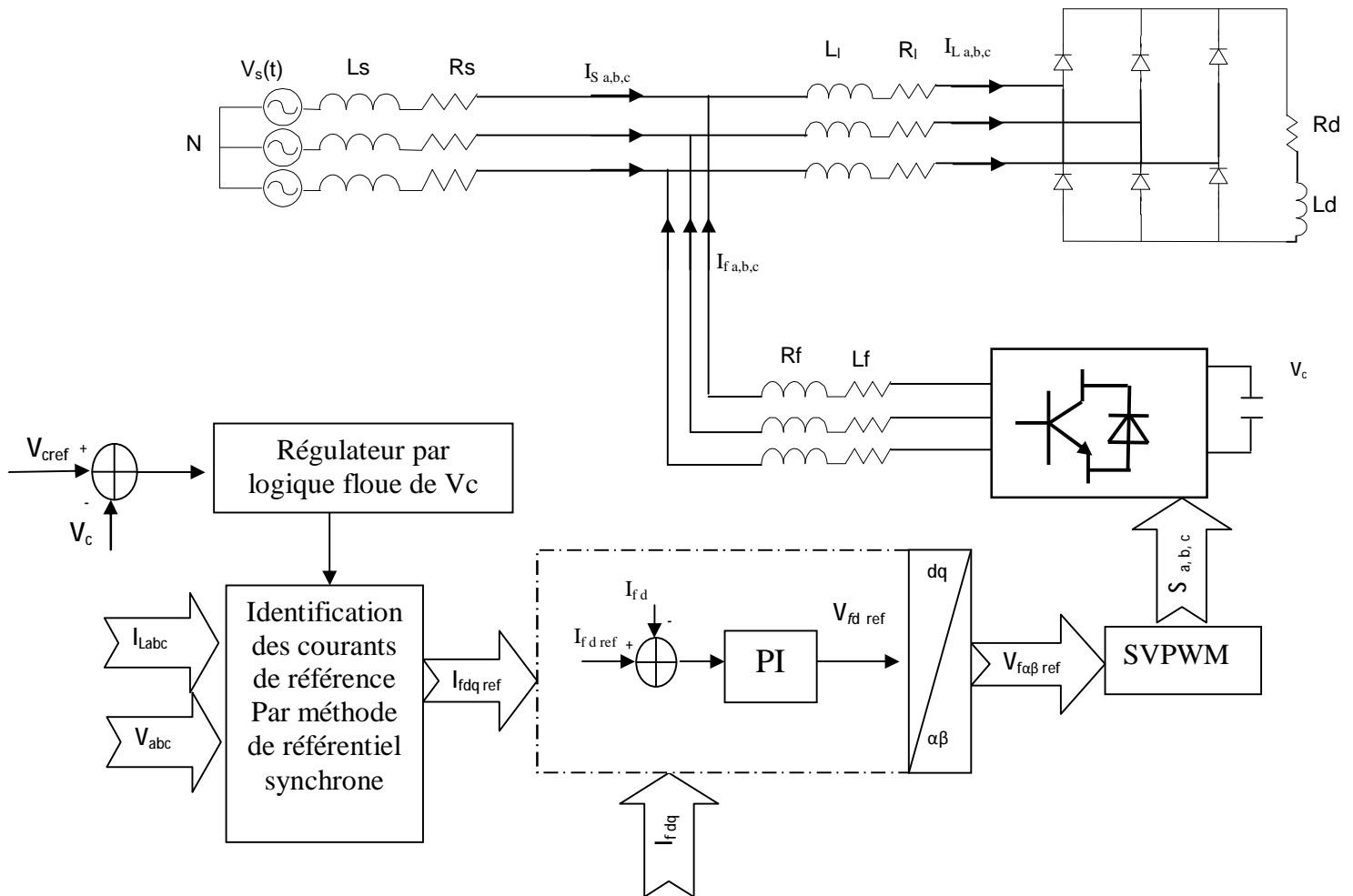


Figure (IV.20) : Commande directe cascadée logique floue – PI dans le repère synchrone

IV.7.5.1 Résultats de simulation

Nous présentons ici les résultats de simulation obtenus pour le schéma de commande directe par logique floue dans le repère synchrone a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La référence de la tension continue est fixée à 140V.
- une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2s$.

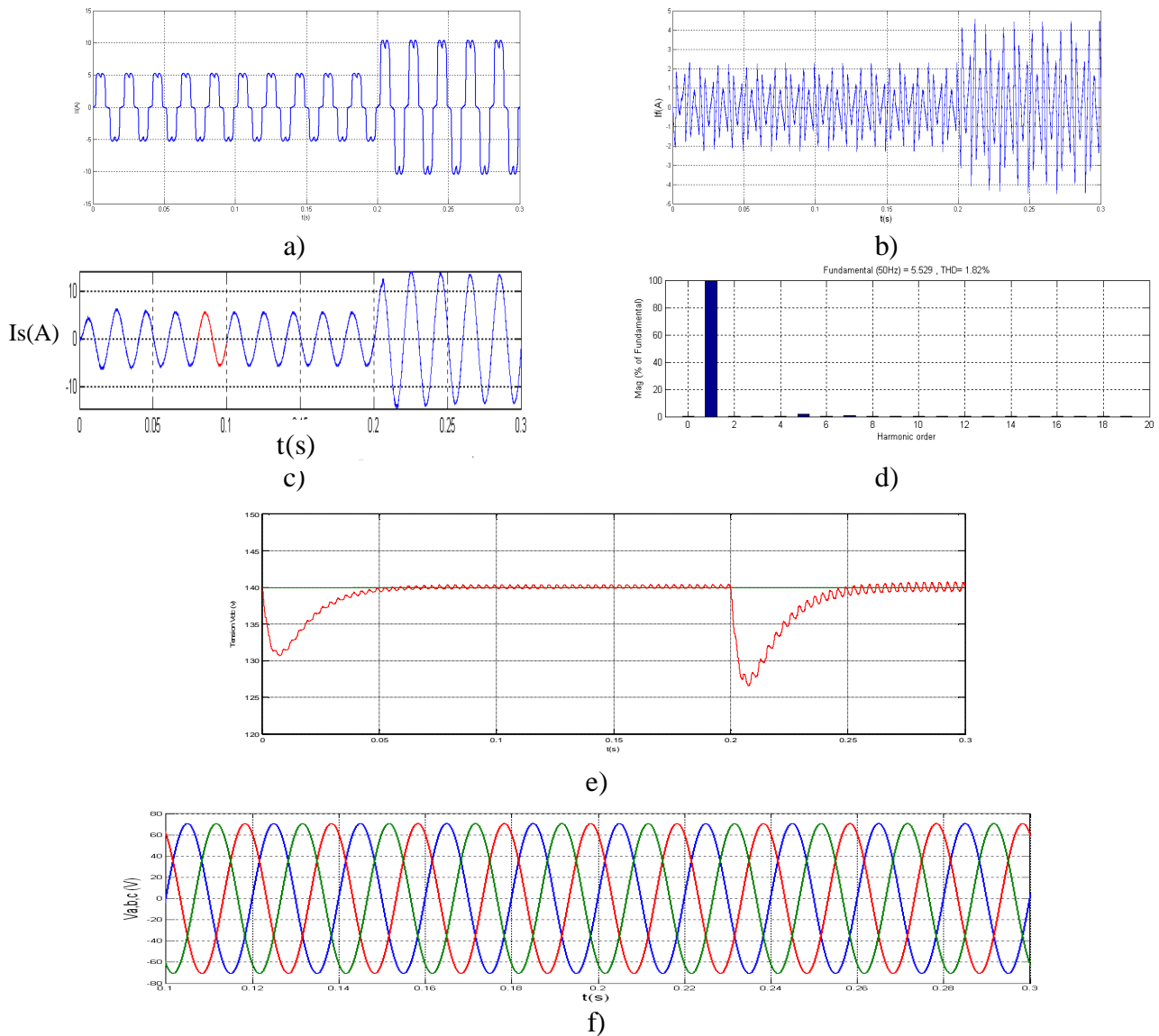


Figure (IV.21) : Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère synchrone

- 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

IV.7.5.2 Interprétations des résultats

La figure (IV.21.c) 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 (IV.19.b) montre que le THD obtenu par un est de 1.82% avant la variation de la charge la même qui obtenu par commande en repère triphasé .

IV.7.6 Commande direct par logique floue dans le repère synchrone

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

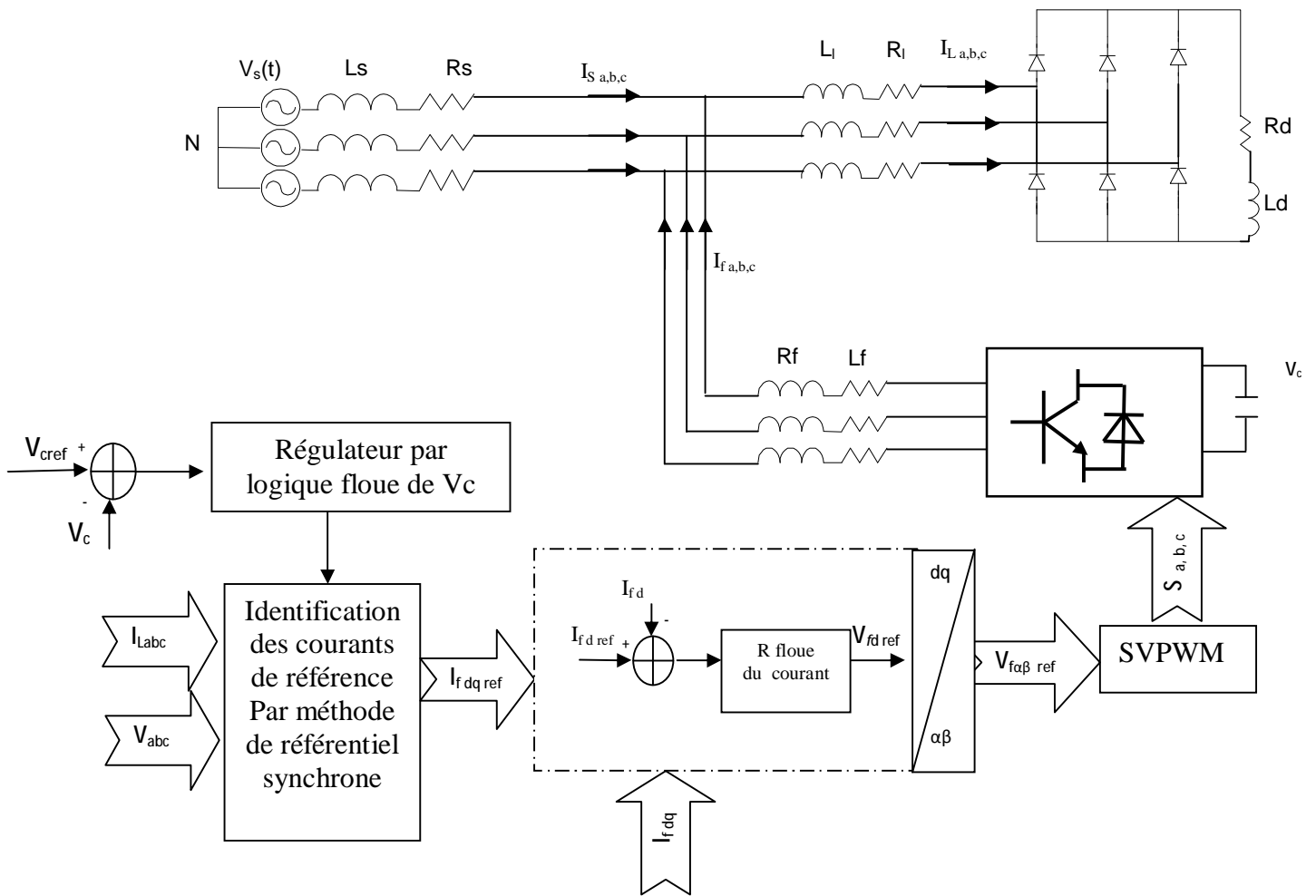


Figure (IV.22) : Commande directe par logique floue dans le repère synchrone

IV.7.6.1 Résultats de simulation

Pour tester la robustesse du régulateur à logique floue dans le repère synchrone : La référence de la tension continue est fixée à 140V, une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à t=0.2s.

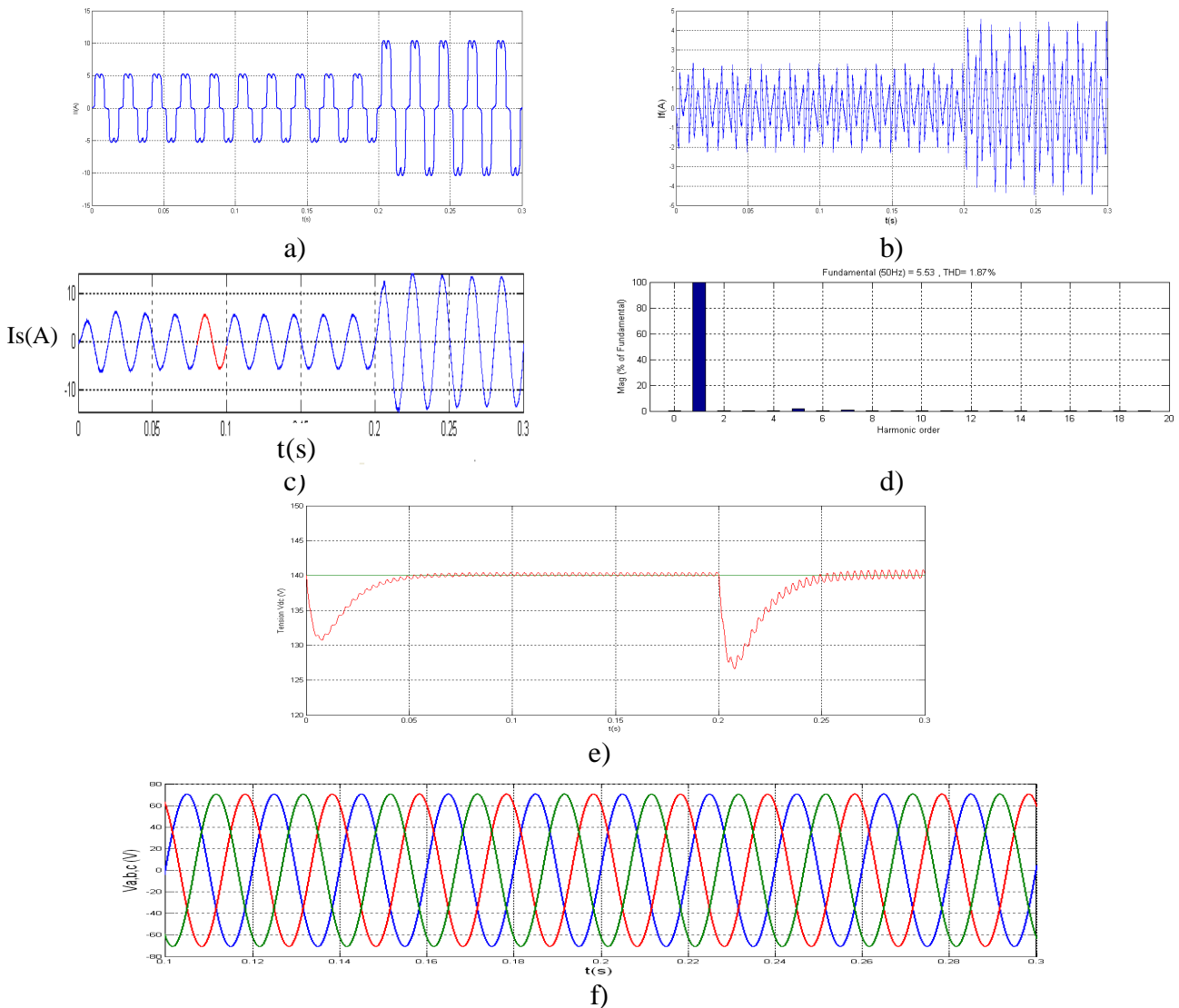


Figure (IV.23) : Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère synchrone

- 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

IV.7.6.2 Interprétations des résultats

Comme les tests faits dans les repères précédents on a montré que le courant filtré de source est sinusoïdale figure (IV.23.c) avec spectre harmonique représenté par la figure (IV.23.d) le THD obtenu est de 1.87% avant la variation de la charge. On constate que le THD augmente légèrement par rapport au THD obtenu dans le repère triphasé, qu'explique la validité de la commande floue dans le repère synchrone.

IV.7.7 Commande direct logique floue dans le repère stationnaire :

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

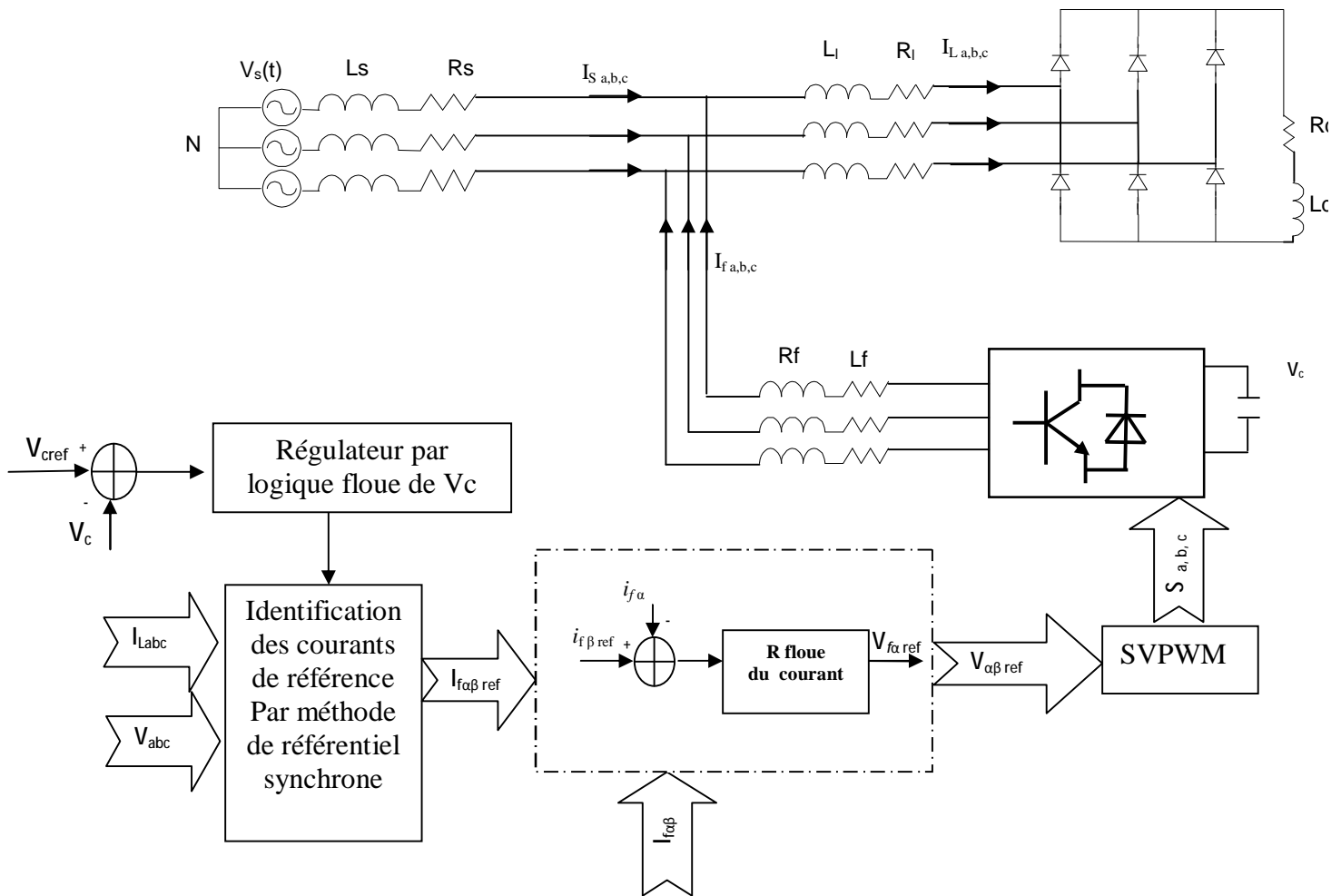


Figure (IV.24) : Commande directe par logique floue dans le repère stationnaire

IV.7.7.1 Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, nous allons d’abord présenter les résultats de simulation d’une commande directe par logique floue dans le repère stationnaire sous les conditions suivantes : La référence de la tension continue est fixée à 140V , une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à $t=0.2s$.

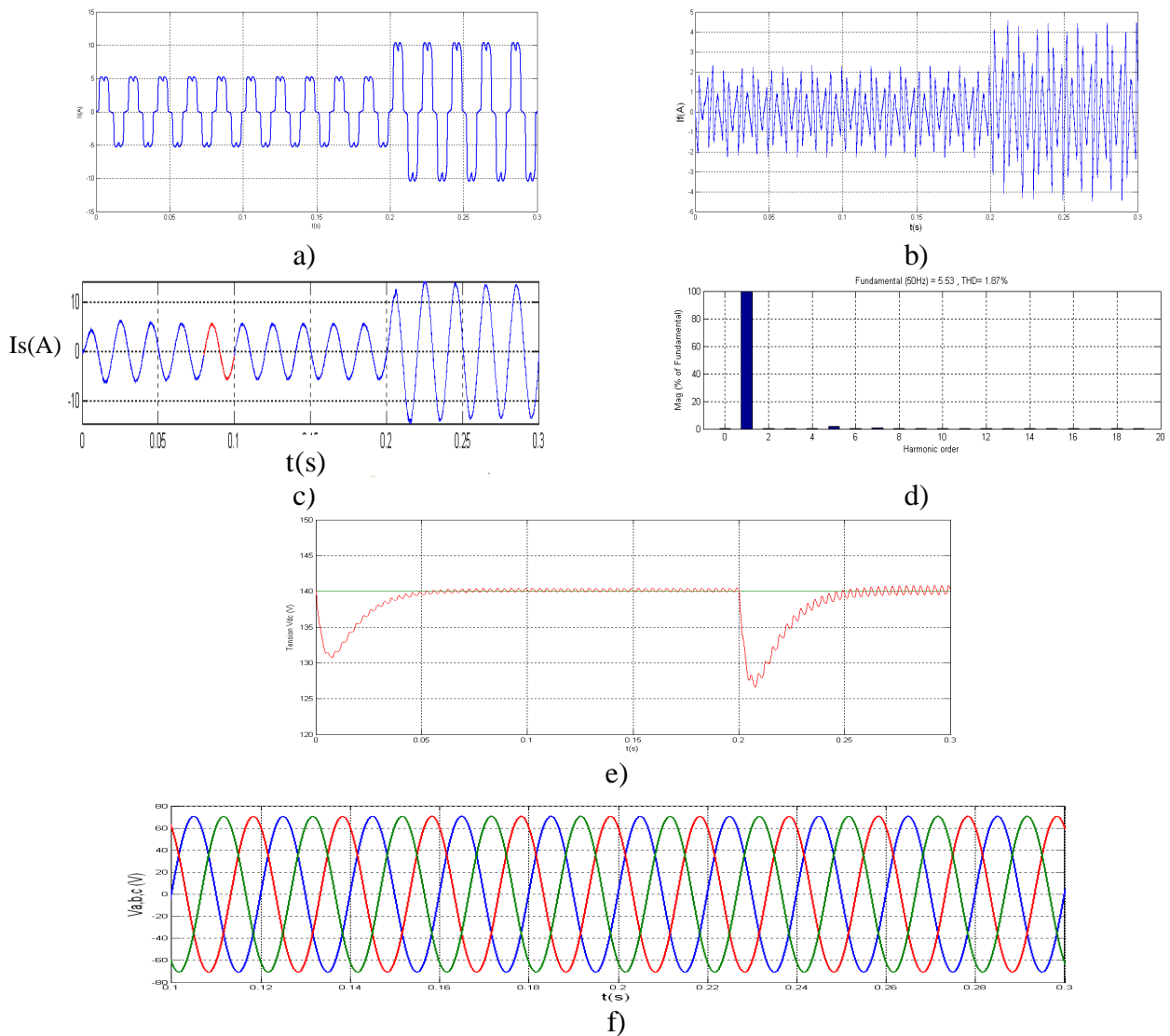


Figure (IV.25) Simulations du FAP cas de perturbation dans le repère stationnaire

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

IV.7.7.2 Interprétations des résultats

Les figures (IV.25.a,b) présentent le courant de charge et injecté de la phase (a). L'amélioration de la qualité de filtrage, constatée visuellement par l'allure sinusoïdale du courant de la source i_{s_a} après le filtrage figure (IV.25.c) et l'analyse spectrale qui présente un THD de 1.87% à cause de l'amélioration de réponse de tension aux bornes des condensateurs qui suit parfaitement sa référence et prend sa suite après 0.05 s lors de la variation de la charge et sans dépassement figure (IV.25.e), la figure (IV.25.f) présente les trois tensions du réseau équilibré

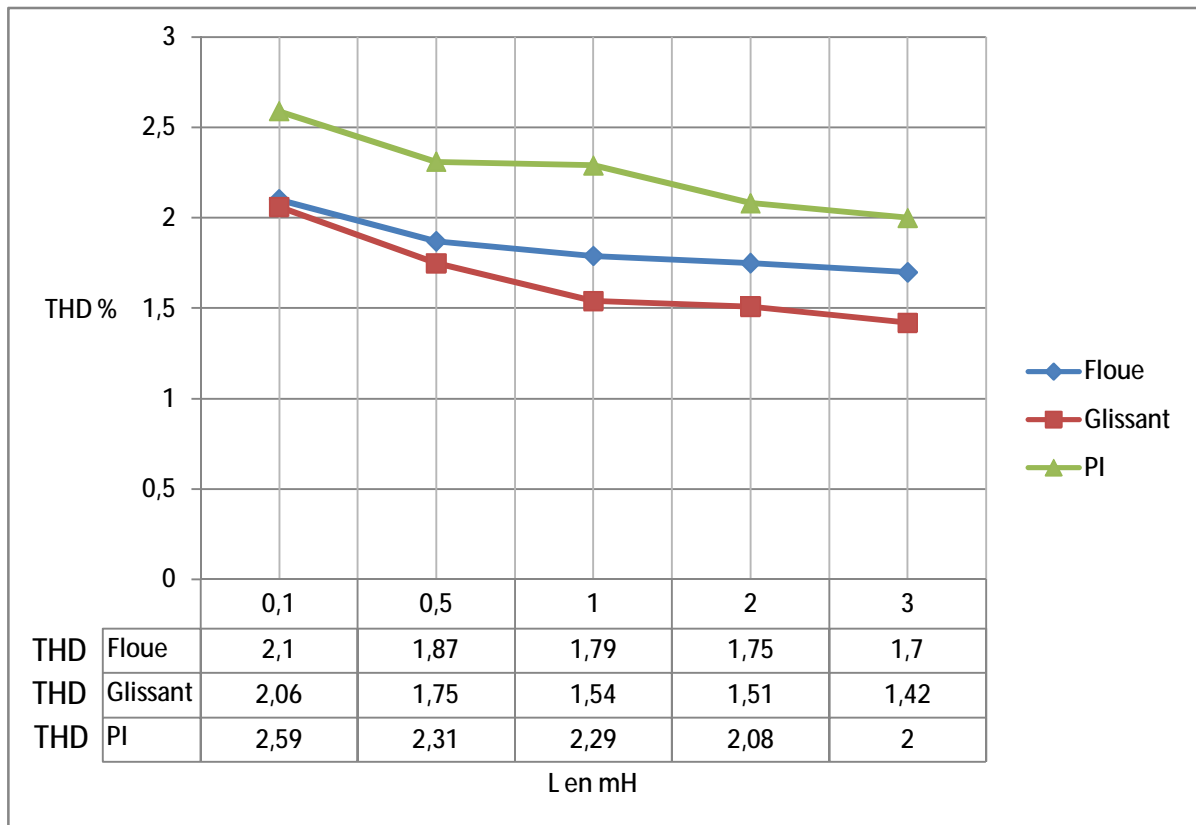
IV .8 Etude comparative :

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.26 et IV.27, IV.28 pour le filtre actif de puissance commandé dans le repère triphasé avec régulateurs PI, Floue, Hystérésis.

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} (140V). La figure suivante montre qu'une augmentation de cette inductance engendre une diminution du THD.



Figure(IV.26). Influence de l'inductance L_f sur le THD.

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

La figure IV.27 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

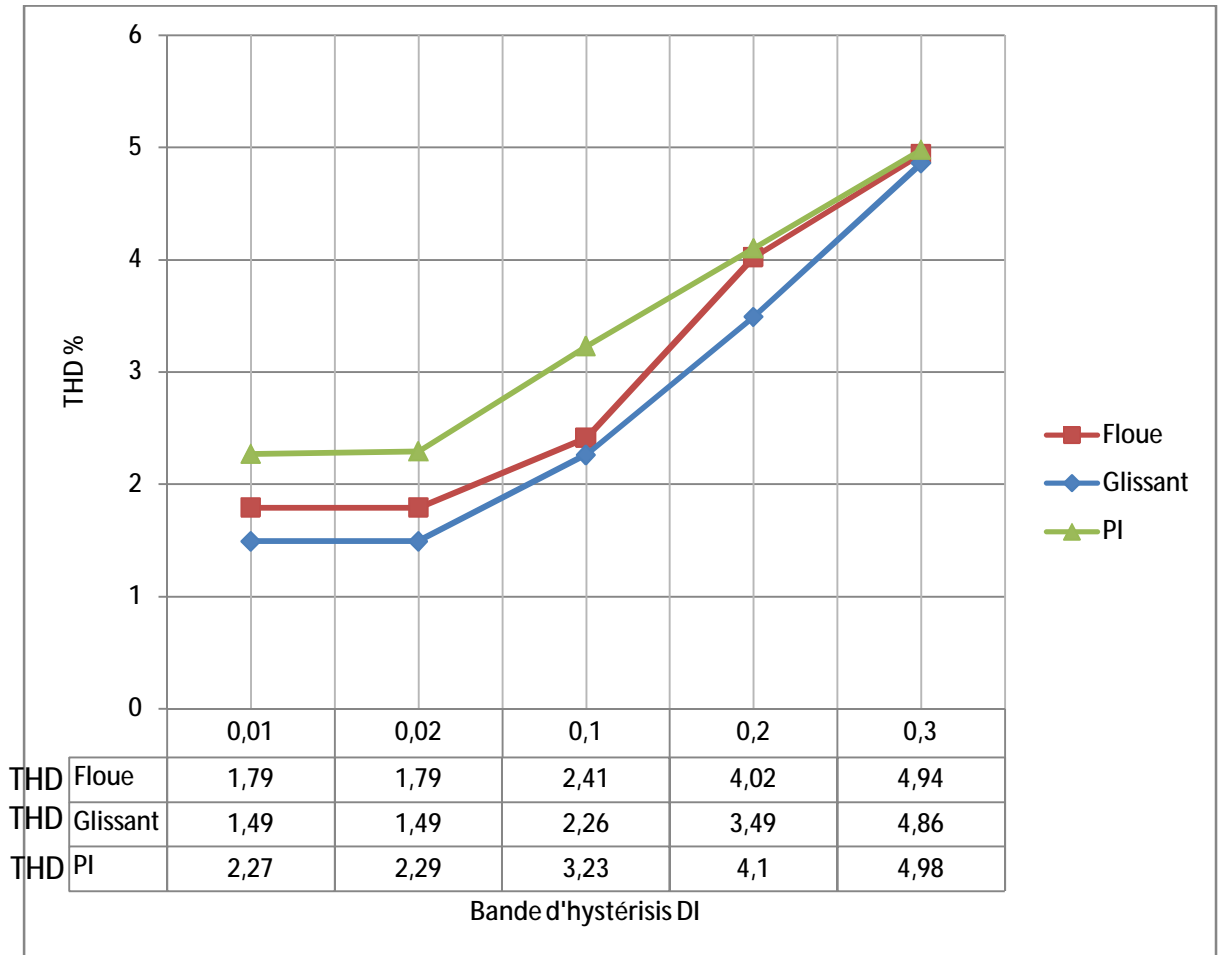


Fig.(IV.27). Influence de la bande d'hystérésis sur le THD

IV .8.4 Variation de la valeur du condensateur

La figure IV.28 présente l'influence de variation de la valeur de condensateur sur le THD de courant de source

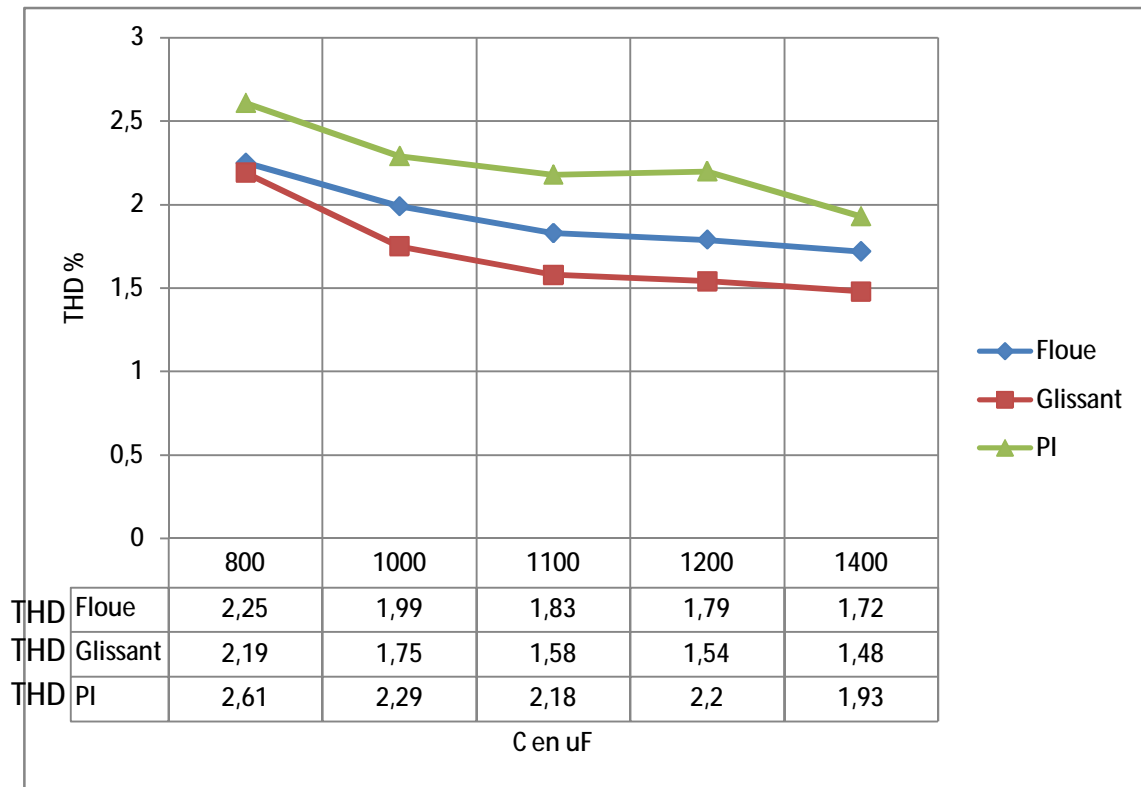


Figure.(IV.28). Influence de la valeur de C sur le THD

On remarquons que pour les variations des paramètres L_f et ΔI , C et leurs influences sur le THD , le mode glissant donne des bons résultats légèrement par apport la logique floue et régulateurs linéaires PI , mais on favorisé la logique floue à mode glissant a cause d'effet de schattering qui produise l'instabilité dans les systèmes à régulier .

IV.9 Conclusion :

Ce chapitre a été focalisé sur l'application de logique floue 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 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. En comparant ces résultats avec ceux obtenus par les techniques de commande par mode glissant et commande linéaire .

Conclusion générale

Ce mémoire a été consacré 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.

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.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la méthode de commande par mode glissant. 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.

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.

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

- Les algorithmes basés sur la technique de la logique floue ou bien sur celle à mode glissant 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.

- Les techniques de commande floue et par mode glissant font preuve de qualités intrinsèques intéressantes et offre une excellente robustesse surtout vis-à-vis la variation des paramètres du filtre actif

- L'inconvénient du mode glissant réside dans la forte sollicitation de l'organe de commande due généralement au terme discontinue de haute fréquence contenue dans la loi de commande.

- Le choix des gains d'entrée et de sortie du contrôleur à logique floue 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 par rapport aux autres stratégies de réglage est qu'on peut améliorer la structure du régulateur en agissant sur un certain nombre de facteurs constituant 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. 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 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 ;
- Utilisation des méthodes de commande floue adaptatives et proche la pratique par l'implémentation des méthodes théorique.

Les paramètres du système a simule:

Les tensions du réseau : $v_1 = v_2 = v_3 = 50\sqrt{2}$ volt.

La fréquence du réseau : $f = 50$ hertz .

L'impédance du réseau : $R_d = 0.1 \Omega$ $L_d = 0.566$ mHenri

L'impédance de charge : $R_d = 26.25 \Omega$ $L_d = 1$ mHenri

L'impédance de connexion : $R_f = 0.1 \Omega$ $L_f = 1$ mHenri

La fréquence du MLI : $12.5K$ hertz .

L'impédance de ligne du filtre actif : $L_f = 1$ mHenri

La capacité du compensateur actif : $C = 1100$ mF .

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

($H (S) = 0 \text{ dB}$) 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) :

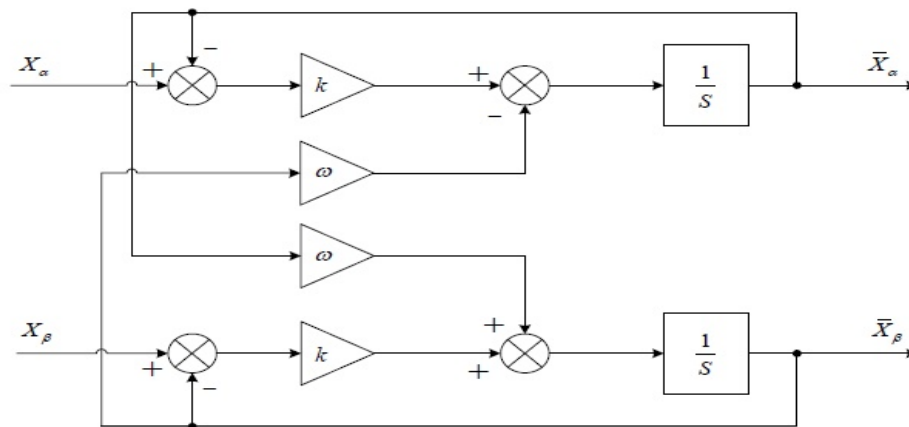


Figure (2.1) : Schéma de principe d'un FMV

Dans le repère stationnaire, les expressions des composantes fondamentales sont données

par :

$$\begin{aligned} \hat{x}_a &= \left(\frac{K}{s} [x_a(s) - \hat{x}_a(s)] - \frac{W_c}{s} \hat{x}_b(s) \right) \\ \hat{x}_b &= \left(\frac{K}{s} [x_b(s) - \hat{x}_b(s)] - \frac{W_c}{s} \hat{x}_a(s) \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Où :

$x_{\alpha\beta}$: Signaux d'entrée dans le repère stationnaire ;

$x_{\alpha\beta}$: Composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$;

$w_s = 2 \pi f$: Pulsation fondamentale du réseau ;

k : Constante à fixer.

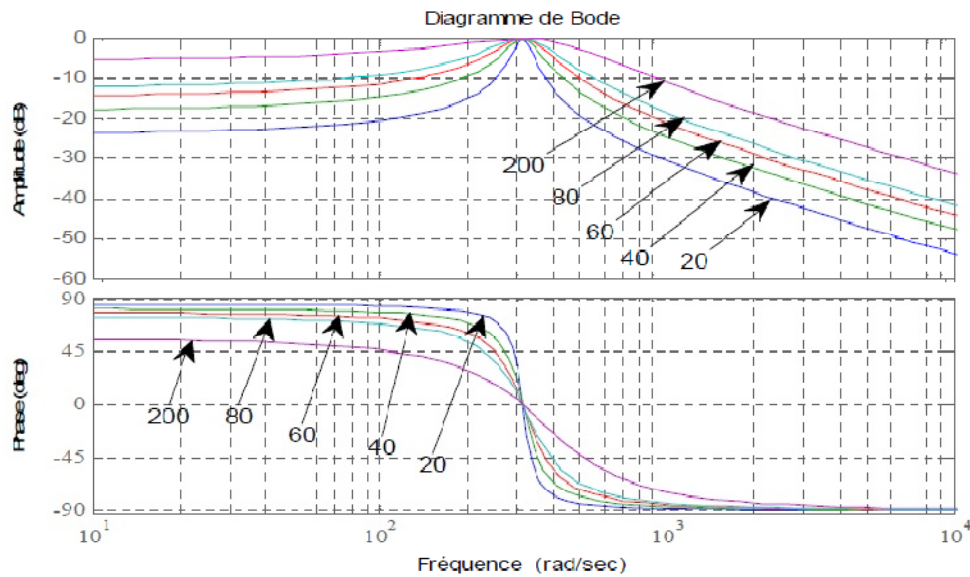


Figure (2.2) : Diagramme de Bode d'un FMV

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 [1].

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 :

$$\begin{aligned}
 V_a &= \sqrt{2}v_1 \sin(\omega t) - \sqrt{2}v_5 \sin(5\omega t) + \sqrt{2}v_7 \sin(7\omega t) \\
 V_b &= \sqrt{2}v_2 \sin\left(\omega t - \frac{2p}{3}\right) - \sqrt{2}v_5 \sin\left(5\omega t - \frac{2p}{3}\right) + \sqrt{2}v_7 \sin\left(7\omega t - \frac{2p}{3}\right) \\
 V_c &= \sqrt{2}v_2 \sin\left(\omega t + \frac{2p}{3}\right) - \sqrt{2}v_5 \sin\left(5\omega t + \frac{2p}{3}\right) + \sqrt{2}v_7 \sin\left(7\omega t + \frac{2p}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

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).

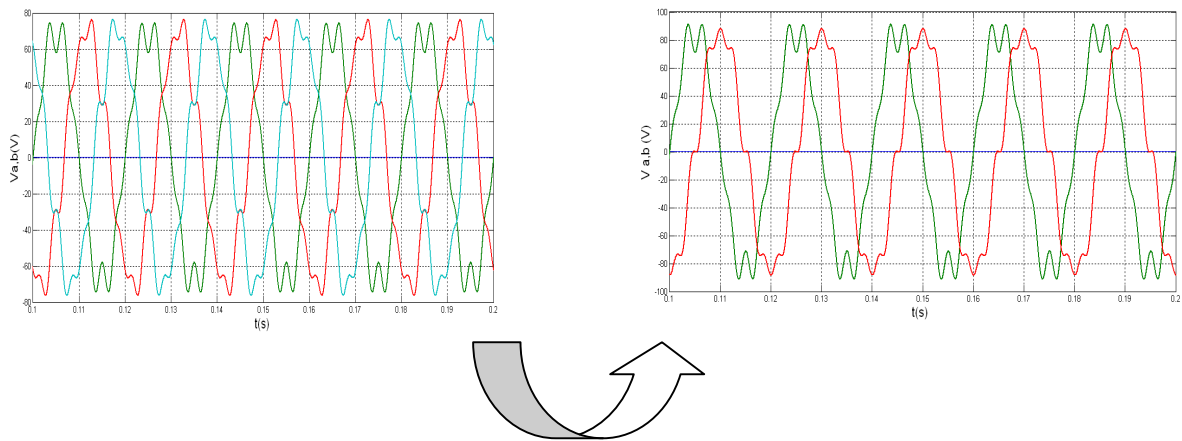


Figure (2.3) Tensions V_a, b, c et leur transformation $V_{a,b}$ perturbés en régime équilibré dans l'entrée de FMV

Leur forme dans la sortie de FMV est :

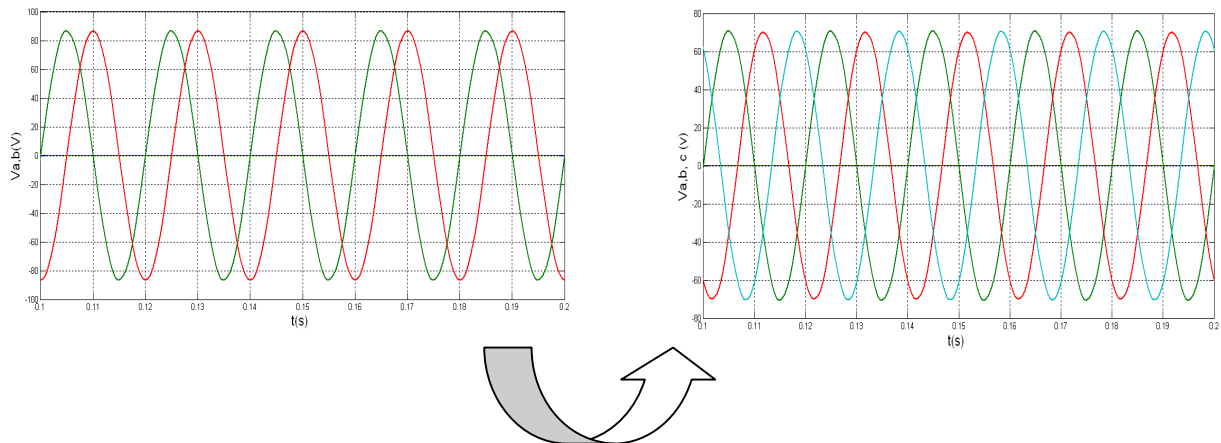


Figure (2.4) : Tensions V_a, b et $V_{a,b,c}$ en régime équilibré dans la sortie de FMV

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.

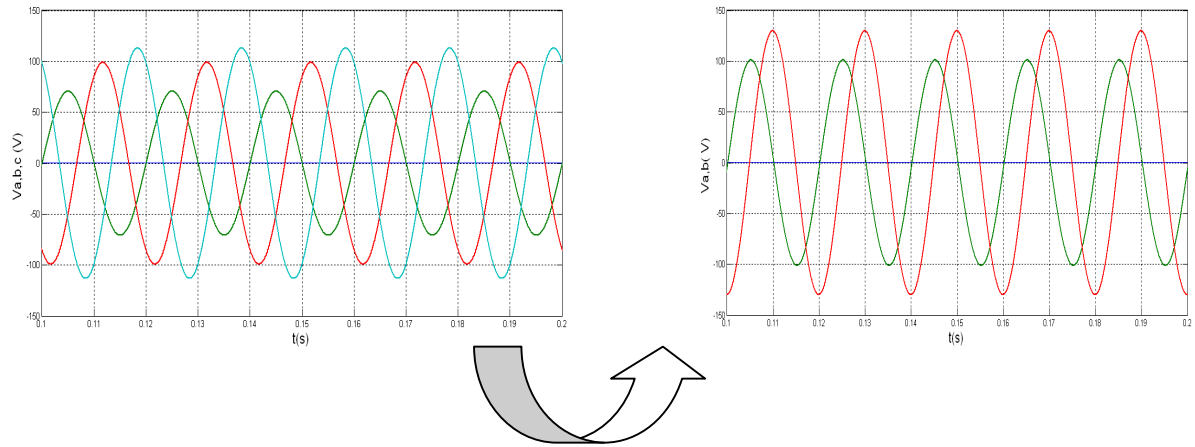


Figure (2.5) : Tensions V_a, b, c et leurs transformation $V_{a,b}$ déséquilibré dans l'entrée de FMV

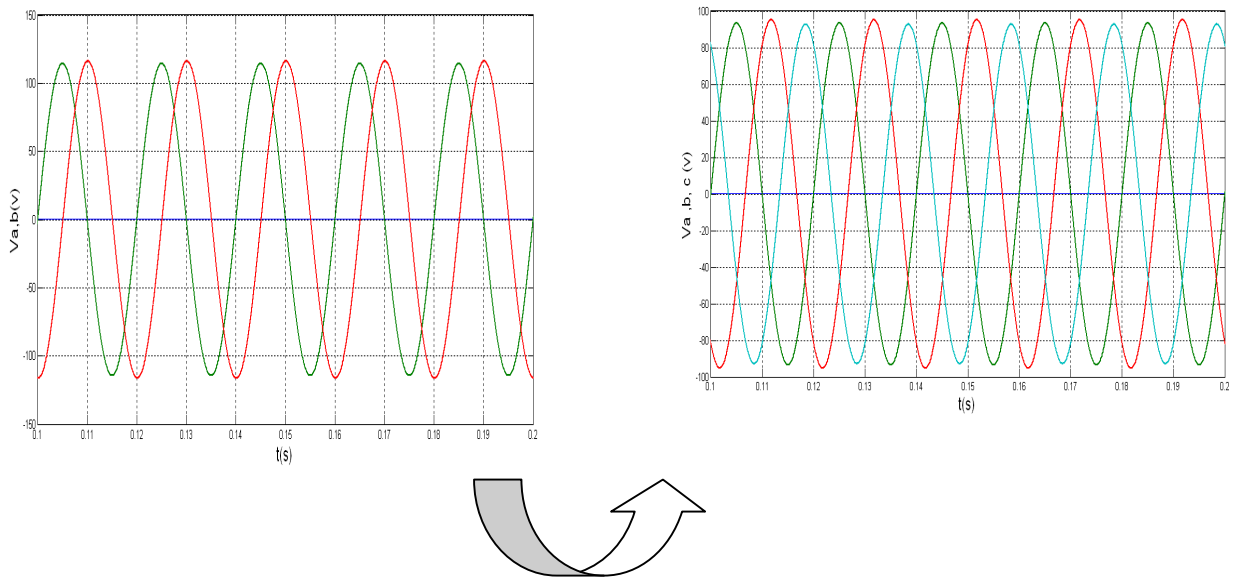


Figure (2.6) : Tensions V_a, b et $V_{a,b,c}$ en régime déséquilibré dans la sortie de FMV

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).
- [03] A. Sahbani, M. Labben-Ben Braiek, M. A.Dami et M. Jemli, « Commande d'un Filtre Actif Triphasé Shunt par la Logique Floue », 3rd International Conférence, SETIT, Tunisia, March 27-31, 2005.
- [04] 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
- [05] 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.
- [06] I. ETXEBERRIA, « Actionneurs réseaux dédiés à la qualité d'énergie ». Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, (2003).
- [07] Ab. Hamadi, , S. Rahmani and K. AI-Haddad, Fellow, « A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power » IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, 2009
- [08] 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.R3

- [09] M. Fatiha, «Etude et Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Structure de Tension », Mémoire de Magister, Univ. Oran, Octobre 2001.
- [10] B. Ouahid, « Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux », Mémoire de Magister, Univ. Batna, 2005.
- [11] H. Farid, «Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils», Mémoire de Magister, Univ. Batna, Juillet 2008.
- [12] H. Abdelhamid, «Amélioration des Performances du Filtre Actif : Application du Régulateur Proportionnel Intégral et du Régulateur Flou », Mémoire de Magister, Ecole de Technologie Supérieure Univ. Québec, Novembre 2004.
- [13] Steeve Beaulieu, «Etude et Mise au Point d'un Filtre Actif d'Harmoniques en Vue d'Améliorer la Qualité de l'Alimentation Electrique», Mémoire de Fin d'Etudes, Univ. Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [14] H .Akagi, E.H . Watanabe « Instantaneous Power Theory And applications to power conditioning » IEEE press , 2007 .
- [15] M. C. Ben Habib, E. Jacquot et S. Saadate, «An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter », Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), France.
- [16] 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.
- [17] S.Beaulieu, M. Ouhrouche « real-time modelling and simulation of an active power filte » IASTED International Conference on Power and Energy Systems PES 2007, Clearwater, Florida U.S.A.
- [18] 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.

-
- [19] H.Bühler, «Réglage par mode de glissement» Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [20] M. ENGEL, « Introduction à la logique floue», cours DESS –AII.
- [21] YAN Wen-Xu, JI Zhi-Cheng, HUI Jin « Shunt Active Power Filter Line Current Control Based on T-S Fuzzy Model », 978-1-4244-2800-2009IEEE.
- [22] Wenjin Dai , Baofu Wang , Youhui Xie « A Novel Fuzzy Logic Controller fro Active power Filter » CIMSA 2009 – International Conference computational intelligence for measurement systems and Applications .
- [23] 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, SEITEMBEWOCTOBER 1995
- [24] 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
- [25] 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
- [26] 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.
- [27] Fan Shaosheng and Wang Yaonan « Fuzzy Model Predictive Control for Active Power Filter » 2004 IEEE Intemational Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT2004) April 2004 Hong Kong
- [29] LU Yongkun , XIA Chaoying « Improved Direct Adaptive Fuzzy Controller for Single-Phase Active Power Filter » Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery 978-0-7695-3305-6/ 2008 IEEE.

- [30] Wei Gu, Wanneng Yu «Research of Three phase Shunt Active Power Filter Based on Fuzzy-Sliding Variable Structure Control » 2007 IEEE International Conference on Control and Automation WeCP-5 Guangzhou, CHINA - May 30 to June 1, 2007.
- [31] Juan Dixon, Jose Contardo « DC LinkFuzzy Control for an Active Power Filter, Sensing the Line Current Only »0-7803-3840-5/97/ 1997 IEEE
- [32] a. dell'aquila, 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
- [33] 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
- [34] 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
- [35] Simon Ostrožnik, Primož Bajec and Peter Zajec, « A Study of a Hybrid Filter » IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 57, NO. 3, MARCH 2010
- [36] Kamil Mohammed Nouri Salih «commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle » mémoire d'ingénieur , M'sila , 2010 .
- [37] BARKAT Said « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes » thèse doctorat , ENP 2008 .
- [38] Chibani Rédha, " Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC", Thèse de doctorat, ENP, Alger 2007.

ملخص

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في الشبكات الكهربائية هي في تفاقم مقلق خاصة مع تزايد استعمال الحمولات غير الخطية . هذا العمل يمثل دراسة 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 مختلف الطرق الخطية و اللاخطية ، التحكم بواسطة معدل التكامل ، و النمط الانزلاقي و التحكم بالنمط الغامض ولقد لمسنا أهميتها من خلال تخفيض نسبة التوافقيات

مفاتيح الكلمات:

مصفي فعال متوازي - التحكم الشعاعي - التحكم بالنمط الإنزلاقي- 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 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 mode glissant et par logique floue . Ces méthodes ont prouvé leur efficacité en termes de diminution du taux de distorsion harmonique.

Mots clés :

Filtre Actif Parallèle , puissances instantanées, courants harmoniques, taux de distorsion harmonique, mode glissant, logique floue.

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 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 tip of current control : SVPWM , PWM (space vector pulse width modulation) , classical hysteresis . for improvement electrical energy , many method of command used , by sliding mode and fuzzy logic . Their efficiency in the term of their decrease THD .

Keys words:

shunt active filter , instantaneous power, harmonic current , harmonic distortion , sliding mode , fuzzy logic