

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

*Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle
à quatre bras*

Proposé et dirigé par:

- M. Said BARKAT
- M. Mansour BOUZIDI

Présenté par :

- BADRA Mohamed Saleh
- DJERAR Zinelaabidine
- DEHIRI Adel

Année Universitaire : 2011 / 2012

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Perturbations dans les réseaux électriques et solutions de dépollution	
I.1. Perturbations électriques	5
I.1.1. Perturbations harmoniques	5
I.1.2. Caractérisation des harmoniques	5
I.1.2.1. Taux de distorsion harmonique THD (Total Harmonic Distorsion)	5
I.1.3. Facteur de puissance	5
I.2. Effets des harmoniques sur le réseau électrique	5
I.2.1. Aspect économique	7
I.2.2. Effets instantanés	7
I.2.3. Effets à terme	7
I.3. Normes imposées sur le THD	7
I.4. Solutions traditionnelles de la dépollution	8
I.4.1. Solutions modernes de la dépollution	8
I.5. Structure du filtre actif à trois bras	9
I.6. Analyse du filtre actif à trois bras couplé au réseau à quatre fils	10
I.7. Filtre actif parallèle à quatre bras	11
I.7.1 Modèles mathématiques du filtre actif parallèle à quatre bras	11
I.7.2. Modèle du filtre actif dans le repère abc	11
I.7.3. Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire $\alpha\beta_0$	12
I.7.4. Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (dqo).....	12
I.8. Simulation de la charge polluante adoptée	13
I.8.1. Résultats de simulation	13

I.9. Conclusion	14
Chapitre II : Stratégies de commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en courant	
II.1. Onduleur de tension à quatre bras	16
II.1.1. Structure générale	16
II.1.1.1. Fonction de commutation.....	16
II.1.1.2. Commande complémentaire des interrupteurs.....	17
II.1.1.3. Tension de sortie	17
II.1.2. Commande par hystérésis à bonde fixe	17
II.2. Présentation des stratégies de commande	18
II.2.1. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées dite p-q-o	18
II.2.2. Régulation de la tension continue v_{dc}	22
II.2.3. Principe d'une P.L.L.....	23
II.2.4. Filtre passe bas	25
II.2.4.1. Forme d'états d'un filtre passe bas de quatrième ordre	25
II.3. Méthode directe dite vecteur croisé "cross-vector"	26
II.4. Méthode dite théorie p-q-r	28
II.5. Théorie du référentiel lié au synchronisme (SRF)	33
II.5.1. Régulateur de la tension continue	36
II.6. Paramètres du système	37
II.6.1. Résultats de simulation	37
II.6.2. Méthode du Cross-Vector (CV)	37
II.6.3. Méthode p-q-r.....	38
II.6.4. Méthode p-q-o.....	39
II.6.5. Méthode SRF.....	41
II.6.6. Spectres harmoniques	42
II.7. Interprétations des résultats	42
II.8. Conclusion	43

Chapitre III : Stratégies de commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension

III.1. Onduleur de tension à quatre bras	45
III.1.1. Modélisation de l'onduleur	45
III.1.1.1. Structure générale	45
III.1.1.2. Tensions de sortie de l'onduleur	45
III.1.1.3. États de commutations possibles de l' onduleur	46
III.1.1.4. Tensions générées par l' onduleur	46
III.1.1.5. Représentation vectorielle	47
III.1.1.6. Modulation de largeurs d'impulsion vectorielle à trois dimensions	48
III.1.1.6.1. Principe de la MLI vectorielle à trois dimensions SVM 3D	48
III.1.1.6.1.1. Détection du prisme	48
III.1.1.6.2. Détection des tétraèdres	49
III.1.1.7. Calcul des temps de commutation	53
III.1.1.7.1. Génération des impulsions de commande	57
III.2. Commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension	61
III.2.1. Commande dans le repère abc	61
III.2.2. Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI	62
III.3. Résultats de simulation	63
III.3.1. Méthode du Cross-Vector (CV)	63
III.3.2. Méthode directe dite théorie p-q-r	64
III.3.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire	65
III.3.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme	66
III.3.5. Spectres harmoniques	68
III.3.6. Interprétations des résultats	68
III.4. Commande dans le repère synchrone	69
III.4.1. Synthèse des régulateurs des courants	70
III.4.2. Résultats de simulation	71
III.4.2.1. Méthode du Cross-Vector (CV)	71

III.4.2.2. Méthode directe dite théorie p-q-r	73
III.4.2.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire	74
III.4.2.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme	75
III.4.2.5. Spectres harmoniques	76
III.4.3. Interprétations des résultats	77
III.5. Commande dans le repère stationnaire	77
III.5.1. Résultats de simulation	79
III.5.1.1. Méthode du Cross-Vector (CV).....	79
III.5.1.2. Méthode directe dite théorie p-q-r	80
III.5.1.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire	81
III.5.1.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme	82
III.5.1.5. Spectres harmoniques	84
III.5.2. Interprétations des résultats	84
III.6. Conclusion	85

Chapitre IV : Commande par mode glissant du filtre actif parallèle à quatre bras

IV.1.1. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable.....	87
IV.1.2. Commande par mode de glissement	87
IV.1.3. Conception de la commande par mode glissant.....	88
IV.1.3.1. Choix de la surface de glissement.....	88
IV.1.3.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	89
IV.1.3.3. Fonction discrète de commutation	89
IV.1.3.4. Fonction de Lyapunov	89
IV.1.3.5. Calcul de la commande	89
IV.1.3.6. Commande équivalente	90
IV.1.3.7. Commande discontinue.....	90
IV.1.3.8. Mode de glissement avec action intégrale	90
IV.2. Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension	91
IV.2.1 Commande par mode glissant dans le repère synchrone	91
IV.2.1.1 Synthèse des régulateurs	91

IV.2.1.2. Régulation des courants i_{fd} , i_{fq} et i_{fo}	92
IV.2.1.3. Régulation de la tension continue v_{dc}	94
IV.2.2. Résultats de simulation	94
IV. 2.2.1 Méthode du Cross-Vector	94
IV.2.2.2. Méthode p-q-r	96
IV.2.2.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire.....	97
IV.2.2.4 Méthode du référentiel lié au synchronisme.....	98
IV.2.2.5. Spectres harmoniques	99
IV.2.2.6. Interprétations des résultats	100
IV. 2.3. Commande hybride PI-SMC dans le repère synchrone.....	100
IV.2.3.1. Résultats de simulation	101
IV. 2.3.1.1. Méthode du Cross-Vector	101
IV.2.3.1.2. Méthode de p-q-r	103
IV.2.3.1.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire	104
IV.2.3.1.4. Méthode du SRF	105
IV.2.3.1.5. Spectres harmoniques	106
IV.2.3.2. Interprétations des résultats	107
IV.2.4. Commande par mode glissant dans le repère stationnaire	107
IV.2.4.1. Régulation des courants $i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$ et i_{fo}	109
IV.2.4.2 Résultats de simulation	110
IV.2.4.2.1 Méthode du Cross-Vector	110
IV2.4.2.2. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire	111
IV.2.4.3. Spectres harmoniques	113
IV.2.4.4. Interprétations des résultats	113
IV.2.5. Commande hybride PI-SMC dans le stationnaire.....	113
IV.2.5.1. Résultats de simulation	114
IV.2.5.1.1. Méthode du Cross-Vector	114
IV.2.5.1.2. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire.....	116
IV.2.5.1.3. Méthode du SRF	117
IV.2.5.1.4. Spectres harmoniques	118

IV.2.5.2. Interprétations des résultats	119
IV.3. Conclusion	119
Conclusion générale	121
Bibliographie	123

Liste des symboles

- i_{fabcn} : Les courants du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère (abc) .
- $i_{f\alpha\beta o}$: Les courants du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère $(\alpha\beta o)$.
- i_{fdqo} : Les courants du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère (dqo) .
- i_{fabcn}^* : Les courants de références du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère (abc) .
- $i_{f\alpha\beta o}^*$: Les courants de références du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère $(\alpha\beta o)$.
- i_{fdqo}^* : Les courants de références du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère (dqo) .
- i_{sabcn} : Les courants de la source.
- i_{chabcn} : Les courants de la charge.
- $i_{ch\alpha\beta o}$: Les courants de la charge dans le repère $(\alpha\beta o)$.
- i_{chdqo} : Les courants de la charge dans le repère (dqo) .
- i_{dc} : Le courant de la côté continue.
- i_{dc}^* : La référence du courant de la côté continue.
- v_{fabc} : Les tensions de sortie de du filtre actif.
- v_{fabc}^* : Les tensions de référence du filtre actif.
- $v_{f\alpha\beta o}$: Les tensions de sortie du filtre actif dans le repère $(\alpha\beta o)$.
- $v_{f\alpha\beta o}^*$: Les tensions de références de sortie du filtre actif dans le repère $(\alpha\beta o)$.
- v_{fdqo} : Les tensions de sortie du filtre actif dans le repère (dqo) .
- v_{fdqo}^* : Les tensions de références de sortie du filtre actif dans le repère (dqo) .
- v_{chabc} : Les tensions de la charge dans le repère (abc) .
- $v_{ch\alpha\beta o}$: Les tensions de la charge dans le repère $(\alpha\beta o)$.
- v_{chdqo} : Les tensions de la charge dans le repère (dqo) .
- v_{sabc} : Les tensions de la source.
- v_{dc} : La tension globale du bus continu.
- $v_{dc\ ref}$: La tension de référence du bus continu.
- S : La puissance apparente.
- P : La puissance active.
- Q : La puissance réactive.
- L_f : L'inductance du filtre.
- R_f : La résistance du filtre.

L_s : L'inductance de la source.
 R_s : La résistance de la source.
 L_{ch} : L'inductance de la ligne.
 R_{ch} : La résistance de la ligne.
 L_l : L'inductance de la charge.
 R_l : La résistance de la charge.
 t : Le temps.
 t_i : Le temps d'application du vecteur v_i .
 T_s : La période de commutation.
 f_s : La fréquence de commutation.
 ω : La pulsation électrique.
 T : Semi-conducteur bidirectionnel.
 S : Fonction de commutation.
 k_{pdc}, k_{idc} : Les gains du régulateur PI de la tension continue.
 ω_{cdc} : La pulsation de coupure régulateur PI de la tension continue.
 k_p, k_{ic} : Les gains du régulateur PI des courants actif et réactif.
 ω_{nc} : La pulsation de coupure du régulateur PI des courants actif et réactif.
 ζ : Coefficient d'amortissement.
 $u(t)$: La commande.
 p : L'opérateur de *Laplace*.
 $s(x)$: La surface de glissement.
 $u_{\text{éq}}$: La commande équivalente.
 u_{dis} : La commande discontinue.
 $V(x)$: La fonction de *Lyapunov*.
 c_k, c_i, c_1, c_2, c_3 : Les gains du régulateur SMC de la tension continue.
 $k_{id}, k_{iq}, k_{io}, k_{id}, k_{iq}, k_{io}$: Les gains des régulateurs SMC des courants.

Abréviations

PLL : (En anglais: Phase locked loop).
THD : (En anglais: Total harmonic distortion).
IGBT : (En anglais: Insulated gate bipolar transistor).
PWM : (En anglais: pulse width modulation).
F.P.B : Filtre passe-bas.
SMC : (En anglais: Sliding Mode Controller.)
TCD : Transformation de Concordia directe.
F.P : Facteur de puissance.
PI : Régulateur proportionnel intégral.

Introduction générale

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels (utilisation de gradateurs, de redresseurs, de variateurs de vitesse,...), tertiaire (informatique ou éclairage des bureaux, commerce,...) et domestique (téléviseurs, appareils électroménagers grand public,...) [1][2].

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 [2].

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. Cependant, cette solution est d'une efficacité moyenne à cause de la présence de certains facteurs [3, 4].

- Insuffisante habilité à couvrir une large bande de fréquence qui nécessite l'installation de plusieurs filtres,
- Naissance de résonances série et parallèle avec le réseau qui conduit à l'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle de la résonance,
- Forte dépendance de l'impédance et de la fréquence du réseau,
- Équipements volumineux [5, 6].

Les progrès rapides et remarquables, réalisés au cours des dernières années dans le domaine des dispositifs à base de l'électronique de puissance, ont permis le recours à des solutions modernes et plus efficaces de dépollution du réseau électrique appelées compensateurs actifs ou encore filtres actifs. Ces filtres actifs ont pour objectif principal de compenser les harmoniques produits dans le réseau et par fois l'énergie réactive consommée par les charges non-linéaires. Les filtres actifs se caractérisent par leurs adaptations aux variations des paramètres de charge ou des fréquences harmoniques [4].

Un filtre actif de puissance est connecté au réseau électrique, soit en parallèle soit en série, suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les courants harmoniques ou les tensions harmoniques. En ce qui concerne le filtre actif parallèle, il injecte dans le réseau les courants

harmoniques consommés par la charge, de telle sorte que le générateur ne fournisse plus que le courant fondamental. En revanche, le filtre actif série, engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau devient sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau, telles que les harmoniques en tension, les surtensions, etc...

L'un des types de filtres actifs le plus répandu est le filtre actif parallèle qui est chargé de l'annulation des courants harmoniques présents 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.

Les lois de commande classique de type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

La loi de commande dite par mode glissant ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode glissant est, par sa nature, une commande non linéaire. La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état. Elles sont utilisées pour créer une « variété » ou « hyper-surface » dite de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à suivre celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état du système est maintenu sur cette hyper-surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et à certaines perturbations [7].

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que : robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse faible.

Le travail présenté de ce mémoire concerne l'application de la commande par mode glissant sur le filtre actif à quatre bras .

A cet effet, nous organiserons ce mémoire, suite à cette introduction, selon le plan suivant :

Dans le premier chapitre, nous présenterons la définition des perturbations dans le réseau électrique, les principales charges émettrices des courants harmoniques, ainsi que les solutions traditionnelles et modernes proposées pour la mitigation de ces courants harmoniques.

Le deuxième et troisième chapitre seront consacrés à l'étude des topologies et stratégies de commande des filtres actifs parallèle à quatre bras, afin de compenser les harmoniques de courants générés par des charges non-linéaires reliées à un réseau électrique triphasé à quatre fils. Au début, nous présenterons les différentes topologies de filtres actifs de puissance à quatre bras. Ensuite, nous étudierons, en détail, ses stratégies de commande. Puis, nous présenterons deux méthodes de modulation utilisées dans la commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux à quatre bras. Pour terminer, les résultats de simulations obtenus pour les différentes topologies et les différentes stratégies de commande seront illustrés.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons la théorie de la commande par mode de glissement. A partir des conditions de stabilité de Lyapunov, nous présenterons les principes théoriques de cette commande, en l'occurrence, toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique sur les filtres actifs.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Perturbations dans les réseaux électriques et solutions de dépollution

Les réseaux de distribution modernes doivent faire face aux nouveaux défis et aux nouvelles opportunités d'un système électrique en pleine évolution technologique. Du point de vue technique, le principal changement pour le réseau concerne la nature des charges connectées, d'une part, les charges passives classiques ont subi une évolution très importante et, d'autre part, de nouvelles charges actives ont été connectées au réseau [7, 8].

Plusieurs types de ces nouvelles charges engendrent des perturbations importantes dans le réseau électrique. Ces perturbations peuvent être classées en deux catégories, qui sont :

- les perturbations de courant causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs,
- les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées et les creux de tension.

Ce premier chapitre comporte trois parties. Dans la première partie, nous citerons les différentes origines des harmoniques dans le réseau électrique, nous étudierons les caractéristiques des harmoniques et nous présenterons les limites imposées par les normes internationales de la CEI (Commission Electrotechnique Internationale) pour ces perturbations. La seconde partie est réservée à l'étude de l'influence des harmoniques sur les composantes passives et actives du réseau. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation de différentes solutions de dépollution possibles.

1.1. Perturbations électriques

1.1.1. Perturbations harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition sur l'onde fondamentale à 50Hz, des ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. Le domaine de fréquence qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre l'harmonique 2 et celui du rang 40 [8]. Mais on peut également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale.

1.1.2. Caractérisation des harmoniques

Les harmoniques dans le réseau électrique peuvent être caractérisés par la distorsion en régime déformé. Le taux de distorsion harmonique (THD pour Total Harmonic Distorsion), le facteur de distorsion et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive par différentes grandeurs. Parmi ces grandeurs, nous citerons les plus importantes et les plus utilisés [7].

1.1.2.1. Taux de distorsion harmonique THD (Total Harmonic Distorsion)

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2000 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2000 Hz. C'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2000 Hz. C'est-à-dire des rangs 2 à 40 [8], [9].

Le taux global de distorsion harmonique se présente comme suit :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{X_h}{X_1} \right)^2} \quad (I.1)$$

Avec X soit un courant, soit une tension.

1.1.3. Facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Les équipements électriques sont dimensionnés généralement pour la tension et le courant nominaux. Un faible facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

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

Où Q représente la puissance réactive.

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante D donnée par la relation (I.3) apparaît comme le montre le diagramme de *Fresnel* de la figure (I.1).

$$D = 3v \sqrt{\sum_2^{50} i_h^2} \quad (I.3)$$

Où, v représente la valeur efficace de la tension du réseau électrique.

Le facteur de puissance devient :

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

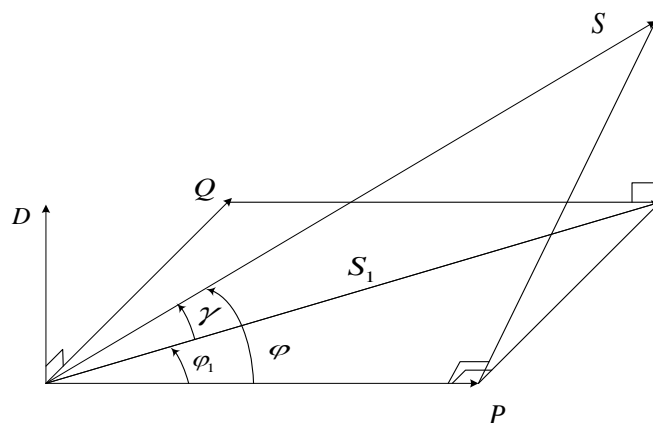


Figure (I.1) : Diagramme de Fresnel des puissances

φ : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S .

φ_1 : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S_1 .

γ : Déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle-là dans le cas d'un système non-linéaire.

I.2. Effets des harmoniques sur le réseau électrique

Leurs effets sont liés à l'augmentation des valeurs crêtes (claquage diélectrique) et efficaces (échauffement supplémentaire), ainsi qu'au spectre en fréquence (vibration et fatigue mécanique) des tensions et des courants. De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance [10], [9], [8].

Nous pouvons classer ces effets en trois catégories :

1.2.1. Aspect économique

- Dégradation du rendement énergétique de l'installation (pertes d'énergie) ,
- Surdimensionnement des équipements ,
- Perte de productivité (vieillesse accélérée des équipements, déclenchements intempestifs) ,
- Influence sur les transformateurs du réseau (augmentation des pertes à vide à cause de l'effet particulier des courants harmoniques) ,
- Influence sur les câbles de HT (diminution de la durée de vie du câble, dégradation du matériel isolant),
- Pertes supplémentaires dans les condensateurs, les transformateurs,....,
- Bruit additionnel des moteurs et d'autres appareils,
- Influence sur le fonctionnement des redresseurs,
- Influence sur la télécommande dans les réseaux,
- Influence sur les condensateurs des réseaux.

1.2.2. Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages [8], [9], [10].

- Déclenchements intempestifs des protections ,
- Perturbations induites des systèmes à courants faibles (télécommande, télécommunication, écran d'ordinateur, téléviseur....),
- Vibrations et bruits acoustiques anormaux (tableaux BT, moteurs, transformateurs),
- Destruction par surcharge thermique de condensateurs,
- Perte de précision des appareils de mesure.

1.2.3. Effets à terme

- Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements ,
- Echauffement des sources : transformateurs, alternateurs (par augmentation des pertes Joule, des pertes fer.....),
- Fatigue mécanique (couples pulsatoires dans les machines asynchrones.....),
- Echauffement des récepteurs : des conducteurs de phases et du neutre par augmentation des pertes Joule et diélectriques,
- Destruction de matériels (condensateurs, disjoncteurs...),
- Rayonnement électromagnétique perturbant les écrans (micro-ordinateurs, appareils de laboratoire.....) [7], [8], [9], [10].

1.3. 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 [11] :

- au niveau international par la CEI (Commission Electrotechnique Internationale),
- au niveau européen par le CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique).

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 condensateurs,...etc. Les normes internationales publiées par la CEI dans les domaines de l'électricité et de l'électronique ont pour objectifs de [2] :

- 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.

1.4. Solutions traditionnelles de la dépollution

A fin de dépolluer les réseaux électriques, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature, dont le but est de limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [8], [12].

- L'augmentation de la puissance de court circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
 - a. L'utilisation de dispositif du filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par les charges non-linéaires,
 - b. Le pont dodécaphasé : La structure dodécaphasée présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.
- Les filtres passifs : La deuxième solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs du filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut.

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

- 1- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,
- 2- Equipements volumineux,
- 3- Problème de résonance avec l'impédance du réseau.

1.4.1. Solutions modernes de la dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La deuxième raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques [2]. Il existe trois topologies possibles de filtres actifs [4] :

- a. Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive,

- b. Le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension,
- c. La combinaison parallèle-série actifs (UPQC) : solution universelle pour compenser les perturbations en courant et en tension,
- d. Combinaison hybride active et passive : a fin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association des filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs peut être une solution [8].

I.5. Structure du filtre actif à trois bras

Dans la figure (I.2) l'onduleur est la partie essentielle du filtre actif. Dépendant du type de filtre de couplage le reliant au réseau ainsi que de l'élément passif qui lui sert de source d'énergie, il s'agira d'un onduleur de tension ou de courant. L'onduleur peut être commandé en tension ou en courant et peut donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. En pratique, suivant le type de correction à apporter au réseau, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur commande.

La source d'énergie composant le filtre peut être une source de tension ou de courant. Comme l'onduleur n'a pas à fournir de puissance active, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée [13], [14], [15].

Cet élément de stockage d'énergie n'a pas besoin d'être lui-même alimenté par une source continue. La raison est que le filtre actif peut être contrôlé de manière à suppléer aux pertes de sa source d'énergie à partir du courant fondamental généré par la source du réseau auquel il est connecté [13], [14], [16], [17].

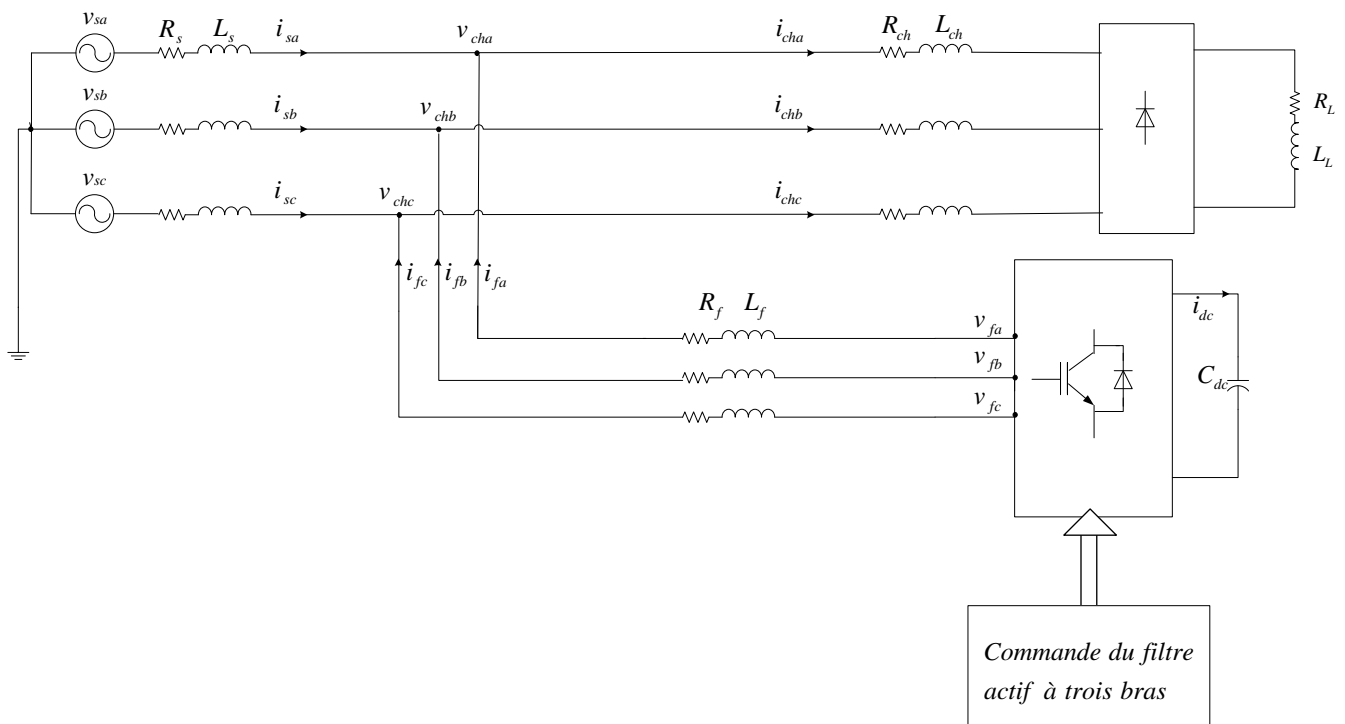


Figure (I.2) : Structure du filtre actif parallèle à trois bras

I.6. Analyse du filtre actif à trois bras couplé au réseau à quatre fils

Analysons le fonctionnement d'un filtre actif à trois bras connecté à un réseau à quatre fils alimentant trois charges non linéaires déséquilibrées. Les courants injectés par les charges ne sont pas sinusoïdaux et contiennent des harmoniques impairs, y compris les harmoniques de rang trois (3k). Le courant de charge d'une phase peut s'écrire sous la forme [18] :

$$i_{ch} = \sum_{h=1,3,5} i_{ch,h} \sqrt{2} \sin(h\omega t + \phi) \quad (\text{I.5})$$

Avec : $h = 2k + 1$.

Les courants du réseau avant compensation sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_{sj} &= i_{sff} + i_{shj} \\ \sum_j i_{sj} + i_{sn} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{I.6})$$

Avec : $j = a, b, c$.

Les courants i_{sff} , i_{shj} et i_{sn} sont respectivement les composantes fondamentale, harmoniques et le courant homopolaire (de neutre).

L'absence de quatrième fil du filtre actif requiert que :

$$\sum_j i_{ff} = 0 \quad (\text{I.7})$$

Où i_{ff} sont les courants de sortie du filtre actif.

De l'équation (I.5) et (I.6), on en déduit la partie non compensée circulant dans le réseau.

$$i_j^o(t) = i_{shj} - i_{ff} \quad (\text{I.8})$$

En combinant les équations (I.5), (I.6) et (I.8), on obtient

$$\sum_{j=a,b,c} i_j^o(t) = - \left\{ i_{sn} + \sum_{j=a,b,c} i_{sff} \right\} \quad (\text{I.9})$$

Les courants du réseau sont donnés par :

$$i_{sj} = i_{chj} - i_{ff} \quad (\text{I.10})$$

Après des équations précédentes, le courant du réseau après compensation devient :

$$i_{sj} = i_{sff} + i_j^o(t) \quad (\text{I.11})$$

Cette analyse montre que le filtre actif triphasé classique ne peut compenser les perturbations dues aux charges non linéaires monophasées connectées à un réseau quatre fils. Les courants

harmoniques circulant dans le réseau demeurent partiellement compensés et l'amplitude du courant homopolaire n'est pas réduite. Pour y remédier il va falloir prévoir un quatrième fil permettant de véhiculer les harmoniques de rang trois [18].

1.7. Filtre actif parallèle à quatre bras

Le filtre actif à quatre bras connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.3) 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. 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 [4].

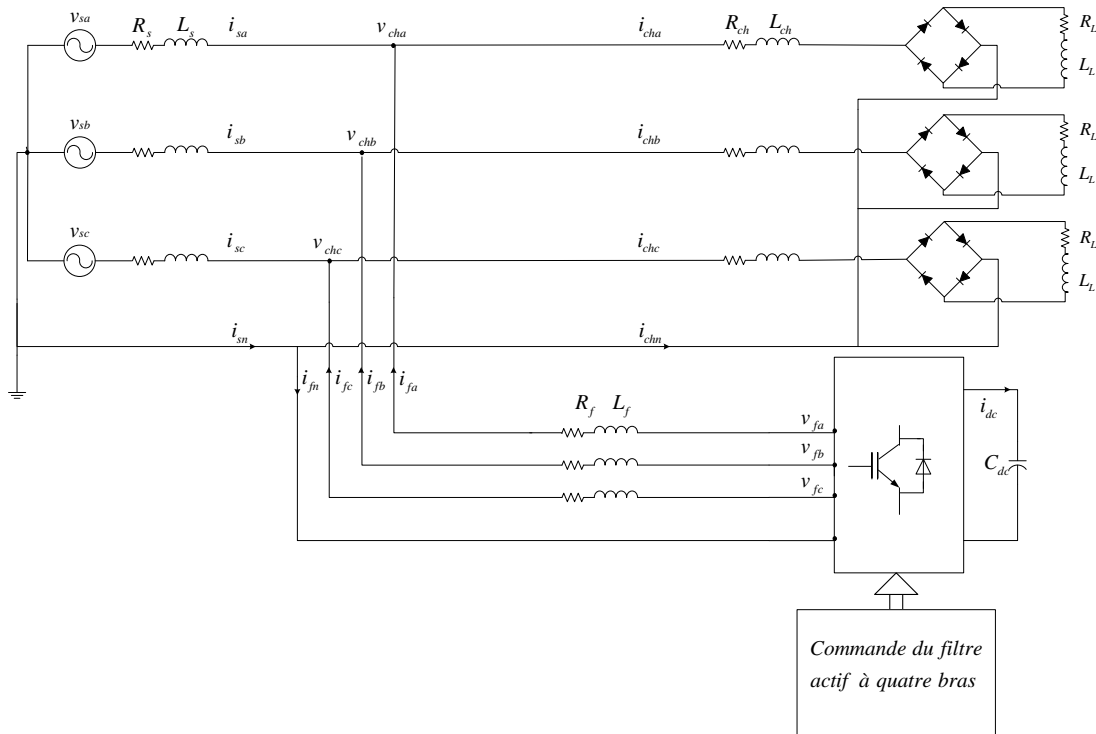


Figure (I.3) : Structure du filtre actif parallèle à quatre bras

1.7.1 Modèles mathématiques du filtre actif parallèle à quatre bras

1.7.2. Modèle du filtre actif dans le repère abc

L'équation de la tension par phase du filtre actif parallèle triphasé illustré par la figure (I.16) est donnée par :

$$\begin{cases} v_{fa} = R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{cha} \\ v_{fb} = R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + v_{chb} \\ v_{fc} = R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + v_{chc} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Et pour le coté continu :

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} + S_n i_{fn} \quad (\text{I.13})$$

Le système d'équation définissant le filtre actif dans le repère abc est résumé dans :

$$\begin{cases} \frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fa} + \frac{1}{L_f} v_{fa} - \frac{1}{L_f} v_{cha} \\ \frac{di_{fb}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fb} + \frac{1}{L_f} v_{fb} - \frac{1}{L_f} v_{chb} \\ \frac{di_{fc}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fc} + \frac{1}{L_f} v_{fc} - \frac{1}{L_f} v_{chc} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C_{dc} v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

I.7.3. Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire $\alpha\beta$

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

$$\begin{cases} \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{1}{L_f} v_{f\alpha} - \frac{1}{L_f} v_{ch\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{1}{L_f} v_{f\beta} - \frac{1}{L_f} v_{ch\beta} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fo} + \frac{1}{L_f} v_{fo} - \frac{1}{L_f} v_{cho} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

I.7.4. Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (dqo)

Appliquons la transformée de Park sur le système (I.14), nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone dqo comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fd} - \frac{1}{L_f} v_{chd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fq} - \frac{1}{L_f} v_{chq} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fo} + \frac{1}{L_f} v_{fo} - \frac{1}{L_f} v_{cho} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.8. Simulation de la charge polluante adoptée

La charge polluante est formée de trois redresseurs de tension monophasés à diodes. Chaque redresseur est connecté au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne (R_{ch}, L_{ch}), et alimentant une charge inductive (R_l, L_l) côté continu, figure (I.4).

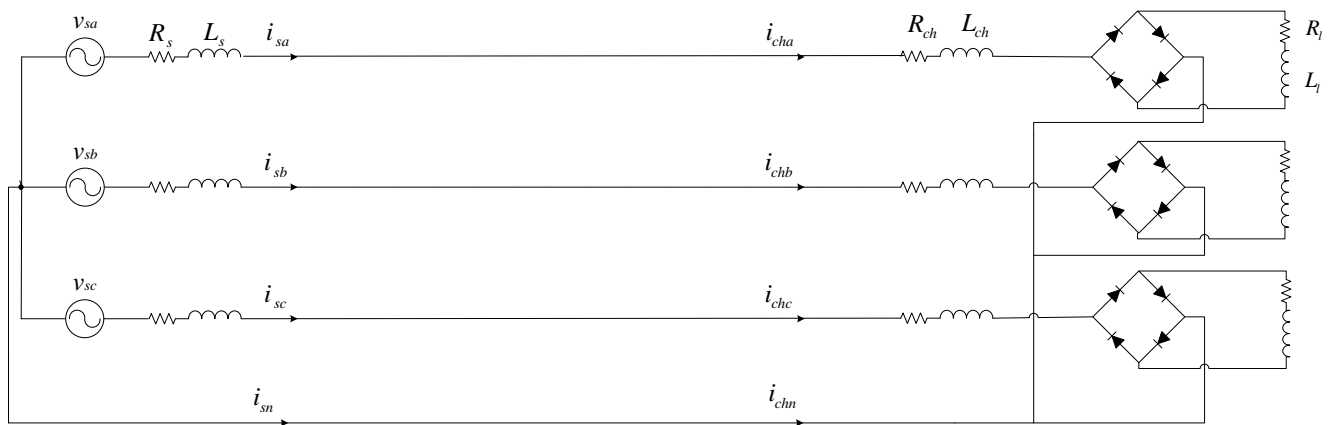


Figure (I.4) : Redresseurs à diodes monophasés alimentant des charges RL

Le tableau (I.1) représente les paramètres retenus pour le réseau et la charge.

Valeur efficace de la source et fréquence	220 V, 50Hz
Impédance de source R_s, L_s	1 m Ω , 1 mH
Impédance de ligne R_{ch}, L_{ch}	1 m Ω , 1 mH
Impédance de charge R_l, L_l	5 Ω , 10 mH

Tableau (I.1) : Paramètres de la charge

I.8.1. Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (I.5) :

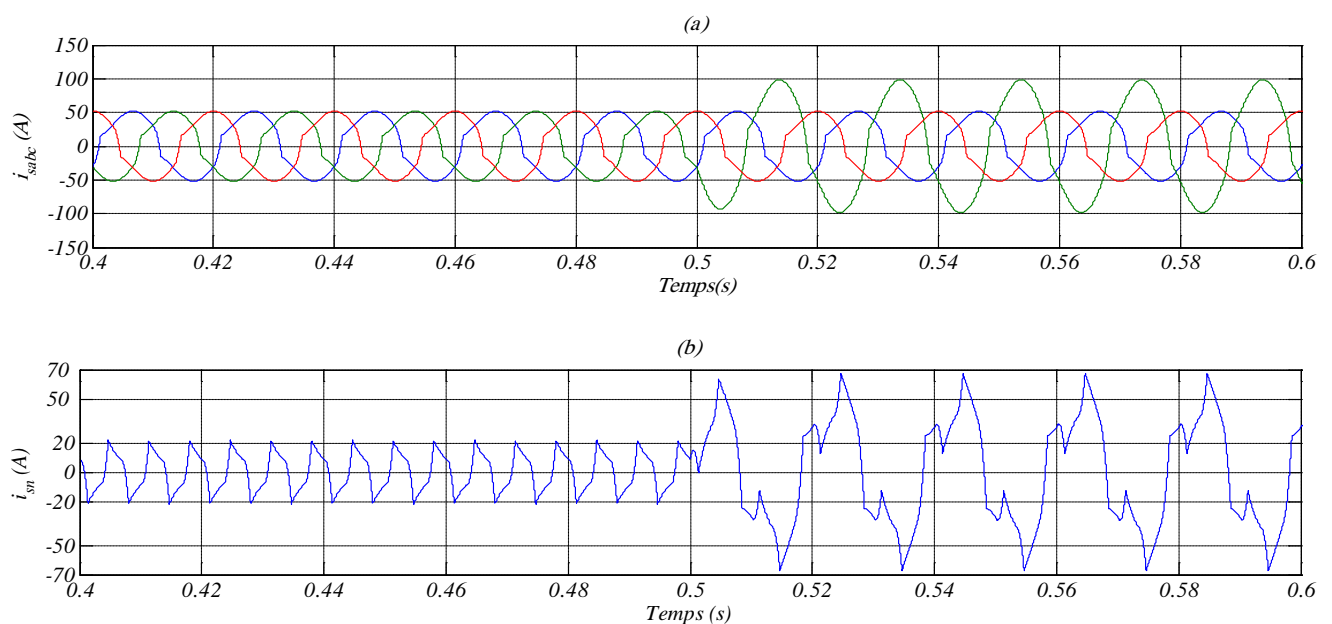


Figure (I.5) : Caractéristiques de la charge non linéaire adoptée (a) Courants de la charge, (b) Courant du neutre

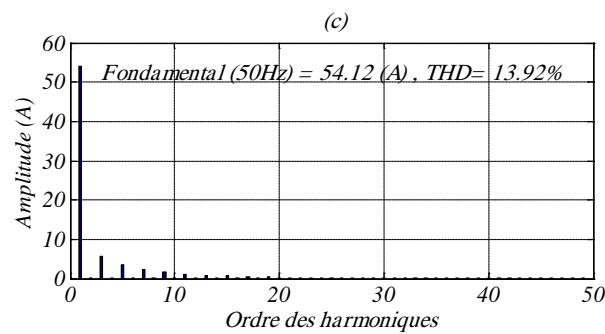


Figure (I.5)(suite) : Caractéristiques de la charge non linéaire adoptée (c) Spectre harmonique du courant de la première phase avant le déséquilibre

La figure (I.5-a) représente la forme du courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale. La figure (I.5-b) montre l'allure du courant du neutre dont la valeur maximale est de 20A dans le cas équilibré et 60A dans le cas déséquilibré. La figure (I.5-c) représente le spectre harmonique du courant de la source de la première phase. Le taux de distorsion de ce courant est de 13.92 %.

I.9. Conclusion

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

Face à ces effets indésirables, des solutions de dépollution du réseau électrique sont classifiées en deux catégories : classique et moderne. Etant considéré comme une solution moderne, le filtre actif est reconnu par son efficacité dans la compensation des perturbations affectant le réseau.

Notre intérêt est porté particulièrement sur le filtre actif parallèle à quatre bras destiné à la dépollution du réseau à quatre fils. Trois modèles mathématiques sont établis dans un objectif d'être utilisés ultérieurement dans la commande de ce type de filtre.

Chapitre II

Stratégies de commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en courant

Depuis leur apparition en 1976 [20], les stratégies de commande des filtres actifs parallèles n'ont cessé d'évoluer. De la compensation de l'énergie réactive et des harmoniques de courant lorsque le système est équilibré [21], [22], à la compensation de ces mêmes perturbations lorsque le système est déséquilibré [23]. A l'heure actuelle, les chercheurs continuent toujours à améliorer ces commandes afin d'obtenir de meilleurs résultats, tant du point de vue d'une meilleure extraction des perturbations (amélioration du régime dynamique, diminution du T.H.D, etc...) que du développement de nouvelles stratégies de commandes pour une meilleure adaptation et robustesse de ces dernières face aux différents types de charges non-linéaires [7].

Dans ce chapitre nous allons présenter les stratégies d'identifications des courants harmoniques pour compenser les harmoniques de courants générés par les charges non-linéaires reliées à un réseau électrique à quatre fils. Cela nous permettra d'envisager le cas de trois charges monophasées équilibrées et éventuellement déséquilibrées.

II.1. Onduleur de tension à quatre bras

II.1.1. Structure générale

La structure générale d'un onduleur à quatre bras est représenté dans la figure (II.1). L'onduleur est composé de quatre bras, chaque bras a deux interrupteurs bidirectionnels, ces derniers fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge de l'onduleur considérée comme une source de courant. Les diodes antiparallèles sont nécessaires pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant.

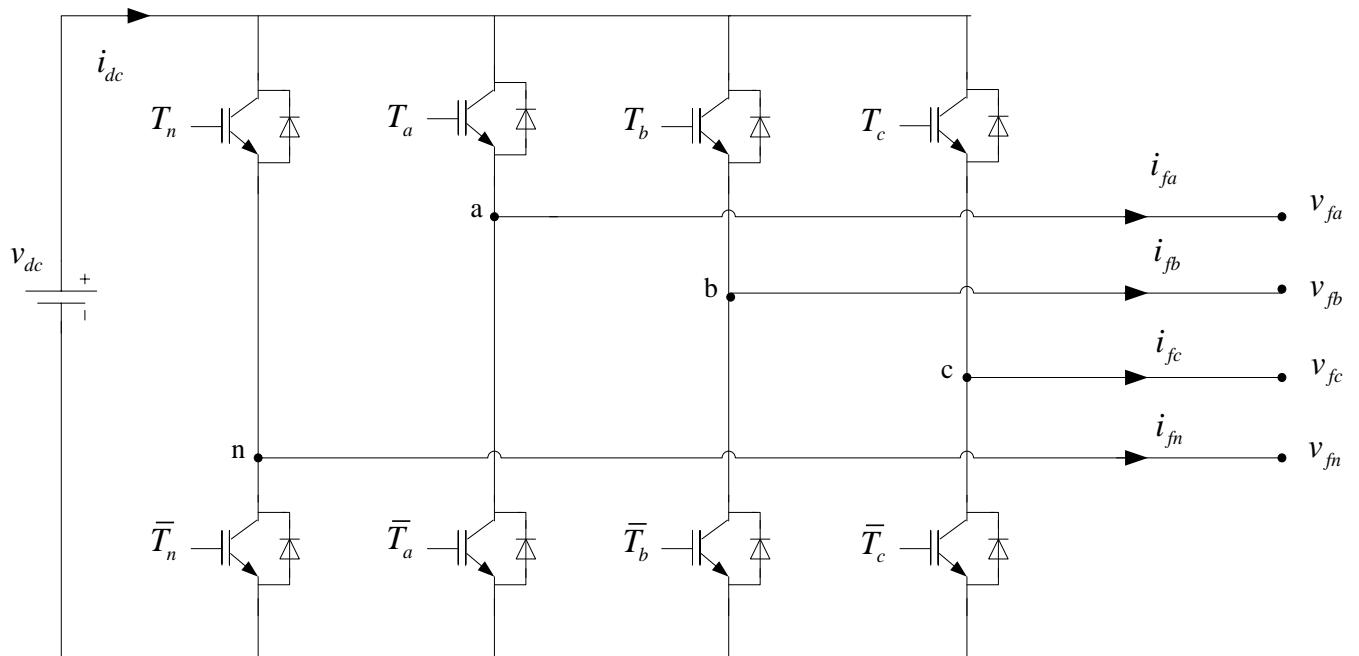


Figure (II.1) : Structure d'un onduleur de tension à quatre bras

II.1.1.1. Fonction de commutation

Pour chaque interrupteur T_i et \bar{T}_i ($i = a, b, c$ et n), on définit une fonction de commutation S_i , tel que:

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{si } T_i \text{ fermé} \\ S_i = 0 & \text{si } T_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec $i = a, b, c, n$.

II.1.1.2. Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture où l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs T_i et \bar{T}_i [23, 24]. La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante :

$$S_i = \bar{S}_i = 1 - S_i \quad (\text{II.2})$$

Avec $i = a, b, c, n$.

II.1.1.3. Tension de sortie

Les tensions simples de sortie de l'onduleur sont donnés par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{fa} = (S_a - S_n)v_{dc} \\ v_{fb} = (S_b - S_n)v_{dc} \\ v_{fc} = (S_c - S_n)v_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Le courant continu d'entrée est exprimé par :

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - S_n i_n \quad (\text{II.4})$$

II.1.2. Commande par hystérésis à bande fixe

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation, de manière à rester à l'intérieur de la bande.

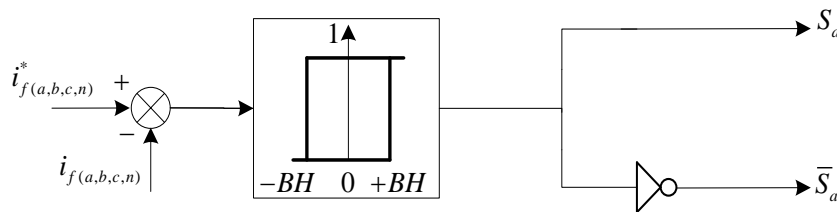


Figure (II.2) : Schéma de commande par hystérésis

Dans ce cas de contrôle du courant, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de consigne. Cette dernière dépend de la valeur de l'inductance de découplage et de la chute de tension à ses bornes. Il faut noter que le filtre de couplage a des effets sur la fréquence de commutation et sur le comportement dynamique du filtre actif. L'avantage principale de cette méthode est la simplicité de mise en œuvre, tandis que la fréquence de commutation variable qu'on ne peut pas maîtriser correctement peut être son majeur inconvénient [8, 25, 26]. Cette fréquence variable rend le filtrage à la sortie difficile. Afin de résoudre ce problème de la maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée, à savoir la « commande par hystérésis modulée ». Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, le fonctionnement avec une

fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis [8].

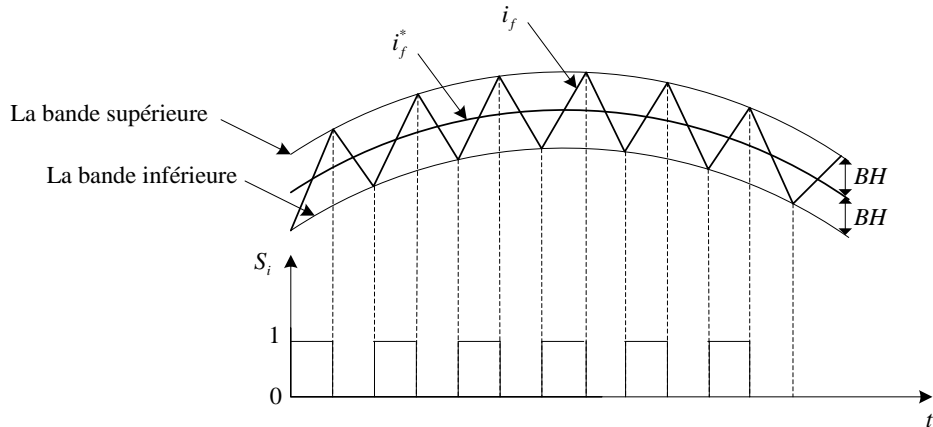


Figure (II.3) : Commande des interrupteurs par hystérésis à bande fixe

II.2. Présentation des stratégies de commande

II.2.1. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées dite p-q-o

Cette méthode exploite la transformation de concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées. Elle permet aussi de transformer la composante fondamentale en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Cette transformation est nécessaire si nous voulons éliminer facilement la composante continue. Nous allons tout d'abord présenter cette méthode (de manière générale). La théorie de p-q-o emploie la transformation $(\alpha\beta)$ connue sous le nom de transformation de Concordia. Les tensions ou les courants triphasés sont transformés du repère abc au repère $(\alpha\beta)$ stationnaire [27, 28]. La figure (II.4) représente le schéma de commande d'un filtre à quatre bras alimenté en courant par la méthode pqo.

La transformation de concordia des tensions du point de raccordement et des courants de charge est réalisée en utilisation les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{ch\beta} \\ v_{cho} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} \tag{II.5}$$

$$\begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \tag{II.6}$$

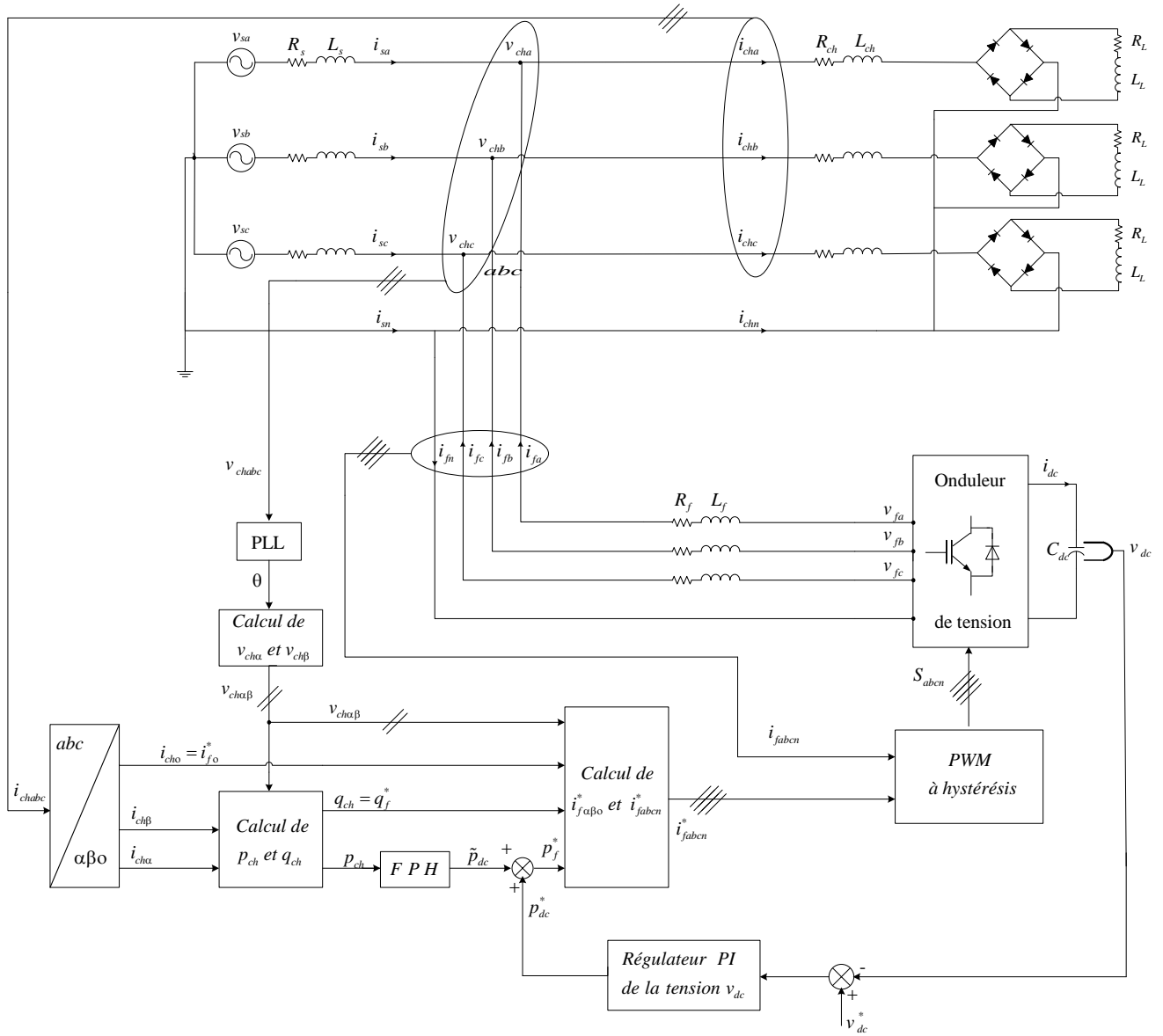


Figure (II.4) : Commande d'un filtre actif à quatre bras par la méthode des puissances instantanées simplifiée

La puissance réelle p_{ch} , la puissance imaginaire q_{ch} et la puissance homopolaire p_{och} sont exprimées par la matrice suivante:

$$\begin{bmatrix} P_{ch} \\ q_{ch} \\ P_{cho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cha} & v_{ch\beta} & 0 \\ -v_{ch\beta} & v_{cha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{cho} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

La puissance instantanée totale des trois phases est calculée par la somme des puissances instantanées réelles et la puissance homopolaire comme suit :

$$P_{ch3\phi} = v_{cha}i_{cha} + v_{ch\beta}i_{ch\beta} + v_{cho}i_{cho} = P_{ch} + P_{cho} \quad (II.8)$$

Les composantes des puissances réelles imaginaire et homopolaire instantanées peuvent être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \\ p_{cho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}_{ch} + \tilde{p}_{ch} \\ \bar{q}_{ch} + \tilde{q}_{ch} \\ \bar{p}_{cho} + \tilde{p}_{cho} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec $\bar{p}_{ch}, \bar{q}_{ch}$ et \bar{p}_{cho} sont les composantes continues et $\tilde{p}_{ch}, \tilde{q}_{ch}$ et \tilde{p}_{cho} sont les composantes alternatives.

De l'équation (II.7), nous pouvons déduire les composantes de courant correspondantes :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{cho} (v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2)} \begin{bmatrix} v_{cho} v_{ch\alpha} & -v_{cho} v_{ch\beta} & 0 \\ v_{cho} v_{ch\beta} & v_{cho} v_{ch\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & (v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \\ p_{cho} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} i_{cho} = (v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2) \frac{p_{cho}}{v_{cho} (v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2)} = i_{cho} \\ i_{ch\alpha} = \frac{v_{ch\alpha}}{(v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2)} p_{ch} - \frac{v_{ch\beta}}{(v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2)} q_{ch} \\ i_{ch\beta} = \frac{v_{ch\beta}}{(v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2)} p_{ch} + \frac{v_{ch\alpha}}{(v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2)} q_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Dans les expressions de $i_{ch\alpha}$ et de $i_{ch\beta}$ la puissance homopolaire et la tension homopolaire sont absentes. Les tensions appliquées à l'entrée de l'identificateur sont équilibrées. Dans le cas où la tension du réseau est polluée, un système à base de PLL est ajouté après la mesure des tensions au point de connexion du filtre actif pour calcul $v_{ch\alpha}$ et $v_{ch\beta}$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{3} v_{cheff} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

En utilisant les équations (II.7) et (II.10), nous obtenons l'expression suivante pour les puissances réelle et imaginaire :

$$\begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} & v_{ch\beta} \\ -v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} & v_{ch\beta} \\ -v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} & -v_{ch\beta} \\ v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

On peut réécrire l'équation (II.15) sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} & -v_{ch\beta} & 0 \\ v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

Le tableau (II.1) résume les modes de compensations possibles :

Type de compensation	Paramètre de contrôle
Compensation des harmoniques de courant	$p_f^* = \tilde{p}_{ch}$ et $q_f^* = \tilde{q}_{ch}$
Compensation de l'énergie réactive	$p_f^* = 0$ et $q_f^* = \bar{q}_{ch}$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$p_f^* = \tilde{p}_{ch}$ et $q_f^* = q_{ch}$

Tableau (II.1) : Modes de compensation de la commande des puissances instantanées

Nous voulons compenser les harmoniques de courant et l'énergie réactive, l'équation (II.16) deviendra :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} & -v_{ch\beta} & 0 \\ v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f^* \\ q_f^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

Avec : $p_f^* = \tilde{p}_{ch}$, $q_f^* = q_{ch}$ et $i_{fo}^* = i_{cho}$.

La transformation inverse de concordia permet de calculer les courants de référence du filtre dans le repère abc.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Le courant du neutre i_{fn}^* est calculé par :

$$i_{fn}^* = -(i_{fa}^* + i_{fb}^* + i_{fc}^*) \quad (II.18)$$

II.2.2. Régulation de la tension continue v_{dc}

La tension continue v_{dc} aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante [8, 29, 30]. La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau. 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 [20]. Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire. Pour assurer la régulation de la tension continue, on peut utiliser un régulateur PI. La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante [4] :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.19})$$

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

$$P_{dc}(p) = p \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2(p) \quad (\text{II.20})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$v_{dc}^2(p) = \frac{2P_{dc}(p)}{C_{dc} p} \quad (\text{II.21})$$

A partir de la relation (II.22), et en tenant compte du régulateur (PI), la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure (II.5). 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.

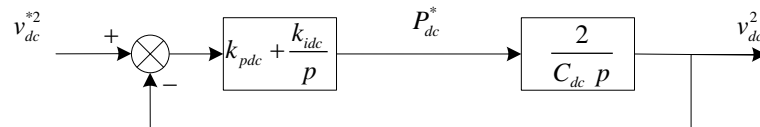


Figure (II.5) : Boucle de régulation de la tension continue

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F(p) = \frac{k_{pdc} p + k_{idc}}{p} \frac{2}{C_{dc} p} \quad (\text{II.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(p) = \frac{\frac{2}{C_{dc}} (k_{pdc} p + k_{idc})}{p^2 + \frac{2}{C_{dc}} k_{pdc} p + \frac{2}{C_{dc}} k_{idc}} \quad (\text{II.23})$$

Comparant l'équation caractéristique de $H(p)$ avec celle la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$\begin{aligned} k_{idc} &= \frac{1}{2} C_{dc} \omega_{dc}^2 \\ k_{pidc} &= \xi_{dc} \sqrt{2 C_{dc} k_{idc}} \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

II.2.3. Principe d'une P.L.L

La boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop :PLL) est utilisée pour détecter la phase et la fréquence du réseau électrique. La figure (II.6) représente le schéma détaillé de la PLL utilisée.

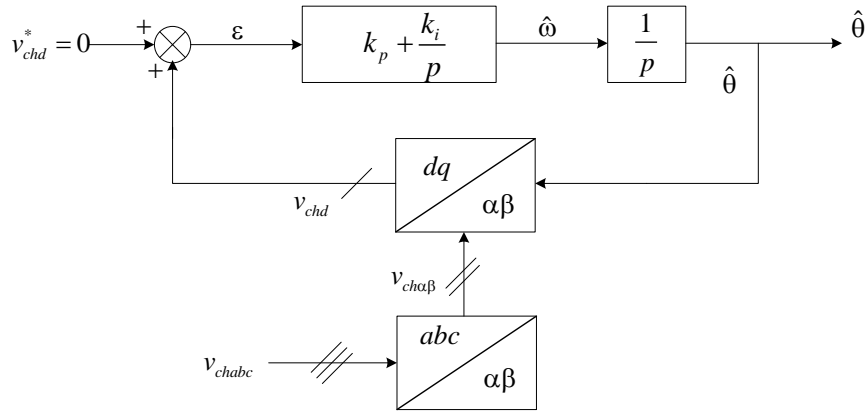


Figure (II.6) : Schéma de principe d'une P.L.L classique

Supposons que les trois tensions du réseau au point de raccordement sont sinusoïdales, définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} = v_{ch \max} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

L'application de la transformation de Concordia sur l'équation (II.25), conduit à :

$$\begin{aligned} v_{ch\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} v_{ch \max} \left(\sin(\omega t) - \frac{1}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right) \\ v_{ch\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} v_{ch \max} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Après simplification des relations précédentes, on trouve :

$$\begin{bmatrix} v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} v_{ch \max} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} = \sqrt{3} v_{cheff} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Ces grandeurs peuvent être obtenues dans le repère dq en application la matrice de rotation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{chd} \\ v_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Avec $\hat{\theta}$ est la position angulaire estimée du vecteur de tension.

La composante directe du vecteur tension est donc :

$$v_{chd} = \sqrt{3} v_{cheff} \sin(\omega t - \hat{\theta}) \quad (\text{II.29})$$

En supposant que l'angle de phase $(\omega t - \hat{\theta})$ est très petit, alors, l'expression (II.29) peut être simplifié a :

$$v_{chd} = \sqrt{3} v_{cheff} (\omega t - \hat{\theta}) \quad (\text{II.30})$$

La pulsation angulaire estimée est donnée par :

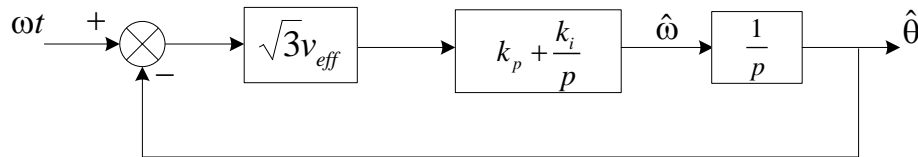


Figure (II.7) : Boucle de régulation de la pulsation angulaire

$$\hat{\omega} = H \sqrt{3} v_{eff} (\omega t - \hat{\theta}) \quad (\text{II.31})$$

Avec H la fonction de transfert du régulateur PI, définie par :

$$H(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{II.32})$$

La position angulaire est donnée par :

$$\hat{\theta} = \hat{\omega} \frac{1}{p} \quad (\text{II.33})$$

Le remplacement des relations (II.33) dans (II.31) nous donne :

$$\hat{\theta} p = (k_p + \frac{k_i}{p}) \sqrt{3} v_{eff} (\omega t - \hat{\theta}) \quad (\text{II.34})$$

La fonction de transfert en boucle fermé du système est :

$$G(p) = \frac{\sqrt{3} v_{eff} (k_p p + k_i)}{p^2 + \sqrt{3} v_{eff} k_p p + \sqrt{3} v_{eff} k_i} \quad (\text{II.35})$$

Ce qui nous permettons d'en déterminer :

$$k_p = \frac{2\xi\omega_c}{\sqrt{3}v_{eff}}, k_i = \frac{\omega_c^2}{\sqrt{3}v_{eff}} \quad (\text{II.36})$$

A fin d'obtenir un bon compromis entre la stabilité et la réponse dynamique, on a choisit $\xi = 0.707$, et une fréquence de coupure $f_c = 1500\text{Hz}$.

II.2.4. Filtre passe bas

Pour la séparation des puissances et des courants de la charge polluante, on utilise généralement un filtre d'extraction passe-bas avec soustracteur ou bien un filtre passe-haut comme le montre la figure (II.8). Ces deux types des filtres permettent l'élimination de la composante continue du courant ou de la puissance [31].

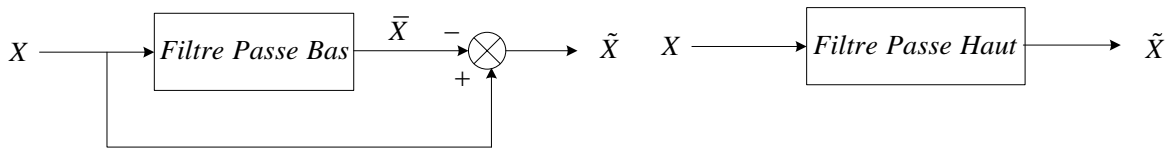


Figure (II.8) : Deux méthodes d'extraction des harmoniques

Dans la littérature, le filtre passe-bas avec soustracteur est le plus utilisé, puisque le filtre passe haut présente une amplification autour de la fréquence de coupure et un résidu harmonique important [19].

Prenons le filtre passe-bas de premier ordre, sa fonction de transfert est définie par :

$$H_{FPB}(p) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (\text{II.37})$$

Où, $\tau = \frac{1}{\omega_c}$: le constante du temps et $\omega_c = 2\pi f_c$: la pulsation de coupure.

On peut défini la fonction de transfert d'un filtre passe bas d'ordre supérieur comme suit :

$$H_{FPB}(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^n} \quad (\text{II.38})$$

Avec : n est l'ordre de filtre.

II.2.4.1. Forme d'états d'un filtre passe bas de quatrième ordre

Pour faciliter la programmation du filtre passe bas de quatrième ordre, on transforme sa fonction de transfert en un modèle d'état. Nous avons :

$$\frac{\bar{X}}{X} = \frac{1}{(1 + \tau p)^4} \quad (\text{II.39})$$

On peut simplifier l'équation (II.39) à :

$$\frac{\bar{X}}{X} = \frac{1}{\tau^4 p^4 + 4\tau^3 p^3 + 6\tau^2 p^2 + 4\tau^1 p^1 + 1} \quad (\text{II.40})$$

La transformation inverse de Laplace de l'équation (II.40) donne :

$$\tau^4 \frac{d^4 \bar{X}(t)}{dt^4} + 4\tau^3 \frac{d^3 \bar{X}(t)}{dt^3} + 6\tau^2 \frac{d^2 \bar{X}(t)}{dt^2} + 4\tau \frac{d \bar{X}(t)}{dt} + \bar{X}(t) = X(t) \quad (\text{II.41})$$

L'entrée du bloc filtre passe bas est $u = X(t)$, et la sortie est $y = \bar{X}(t)$, L'équation (II.41) devient :

$$\tau^4 \frac{d^4 y}{dt^4} + 4\tau^3 \frac{d^3 y}{dt^3} + 6\tau^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 4\tau \frac{d y}{dt} + y = u \quad (\text{II.42})$$

On pose :

$$\begin{aligned} x_1 &= y \\ x_2 &= \dot{y} \\ x_3 &= \ddot{y} \\ x_4 &= \dddot{y} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

A partir de l'équation (II.42) et (II.43), on peut écrire :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \omega_c^4 u - 4\omega_c^4 x_4 - 6\omega_c^2 x_3 - 4\omega_c^3 x_2 - \omega_c^4 x_1 \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

On peut écrire l'équation (II.42) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\omega_c^4 & -4\omega_c^3 & -6\omega_c^2 & -4\omega_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \omega_c^4 u \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

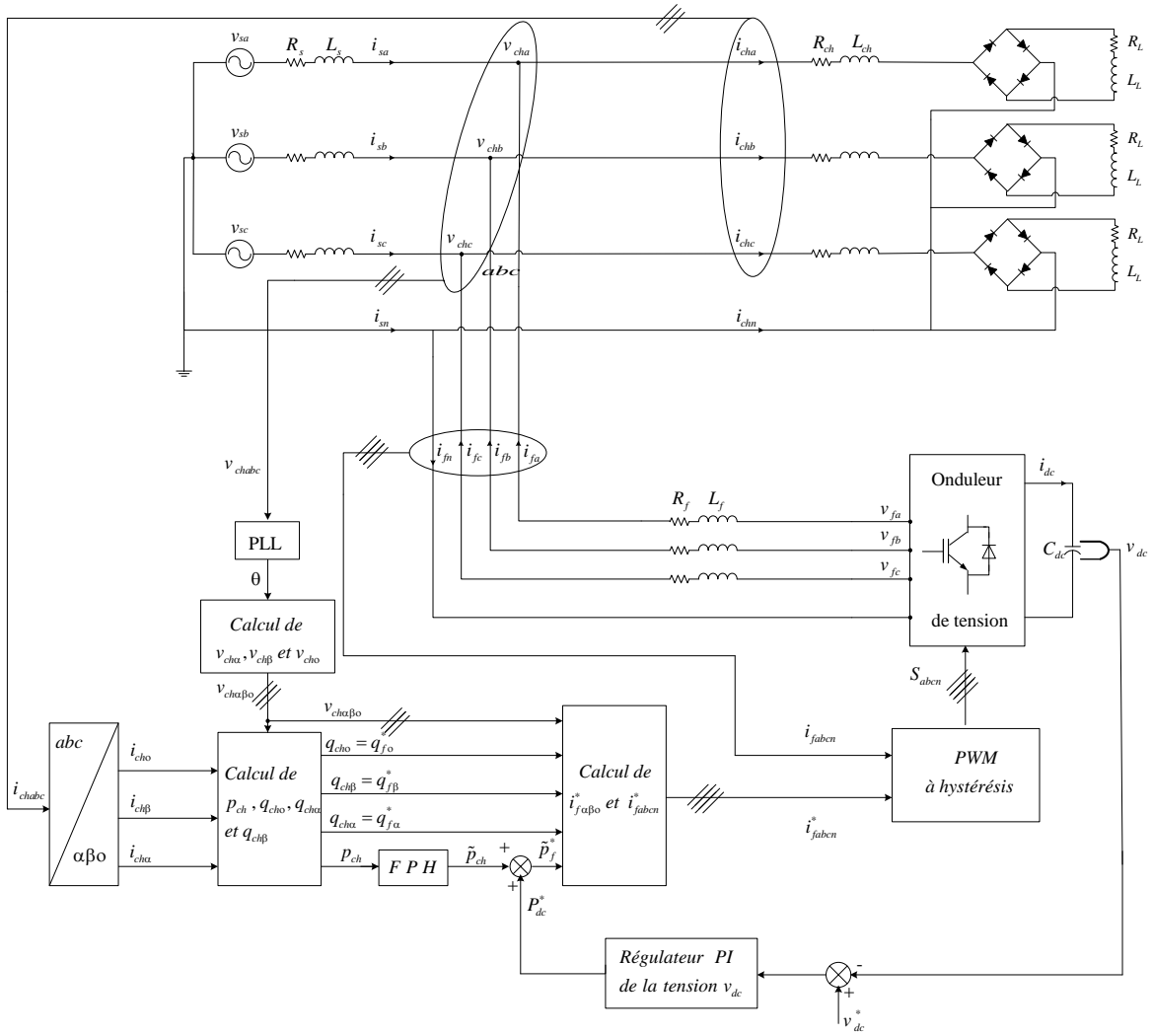
Et :

$$y = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

Les équations (II.45) et (II.46) donnent le modèle d'état d'un filtre passe bas du quatrième ordre.

II.3. Méthode directe dite vecteur croisé "cross-vector"

La méthode du vecteur croisé introduite par [33], [34], [35] repose sur le même principe de méthode de p-q-o mais ses auteurs donnent une nouvelle définition aux puissances instantanées. La figure (II.9) montre la structure de commande du filtre à quatre bras utilisant la méthode du vecteur croisé [28] :



Figure(II.9) : Commande d'un filtre actif à quatre bras par la méthode cross-vector

Les puissances instantanées sont calculées autrement, à savoir :

$$\begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{cho} \\ q_{cha} \\ q_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cho} & v_{ch\alpha} & v_{ch\beta} \\ 0 & -v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} & 0 & -v_{cho} \\ -v_{ch\alpha} & v_{cho} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \tag{II.47}$$

De l'équation (II.47), nous pouvons déduire les composantes de courant correspondantes :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cho} & v_{ch\alpha} & v_{ch\beta} \\ 0 & -v_{ch\beta} & v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} & 0 & -v_{cho} \\ -v_{ch\alpha} & v_{cho} & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{cho} \\ q_{cha} \\ q_{ch\beta} \end{bmatrix} \tag{II.48}$$

$$\begin{bmatrix} i_{cho} \\ i_{cha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{cha}^2 + v_{ch\beta}^2 + v_{cho}^2)} \begin{bmatrix} v_{cho} & 0 & v_{ch\beta} & v_{cha} \\ v_{cha} & -v_{ch\beta} & 0 & v_{cho} \\ v_{ch\beta} & v_{cha} & -v_{cho} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{cho} \\ q_{cha} \\ q_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Le tableau (II.2) résume les modes de compensations possibles :

Type de compensation	Paramètre de contrôle
Compensation des harmoniques de courant	$p_f^* = \tilde{p}_{ch}$ et $q_{fx}^* = \tilde{q}_x$, avec $x = \alpha, \beta, o$
Compensation de l'énergie réactive	$p_f^* = 0$ et $q_{fo}^* = \bar{q}_{cho}$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$p_f^* = \tilde{p}_{ch}$ et $q_{fx}^* = q_{chx}$, avec $x = \alpha, \beta, o$

Tableau (II.2) : Modes de compensation de la commande cross-vector

Nous choisis de compenser à la fois les harmoniques de courant et l'énergie réactive, l'équation (II-49) deviendra donc :

$$\begin{bmatrix} i_{fo}^* \\ i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{cha}^2 + v_{ch\beta}^2 + v_{cho}^2)} \begin{bmatrix} v_{cho} & 0 & v_{ch\beta} & v_{cha} \\ v_{cha} & -v_{ch\beta} & 0 & v_{cho} \\ v_{ch\beta} & v_{cha} & -v_{cho} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f^* \\ q_{fo}^* \\ q_{f\alpha}^* \\ q_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Avec : $p_f^* = \tilde{p}_{ch}$, $q_{fo}^* = q_{cho}$, $q_{f\alpha}^* = q_{cha}$, $q_{f\beta}^* = q_{ch\beta}$.

La transformation inverse de Concordia permet de calculer les courants de référence dans le repère abc comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

II.4. Méthode dite théorie p-q-r

La théorie p-q-r introduite par [36], [37] et [38], réalise une double transformation, à savoir une première transformation des tensions simples et des courants de ligne des axes abc aux axes α - β -o puis une seconde transformation des axes α - β -o aux axes p-q-r. La figure (II.10) représente la commande du filtre à quatre bras par la méthode p-q-r [28].

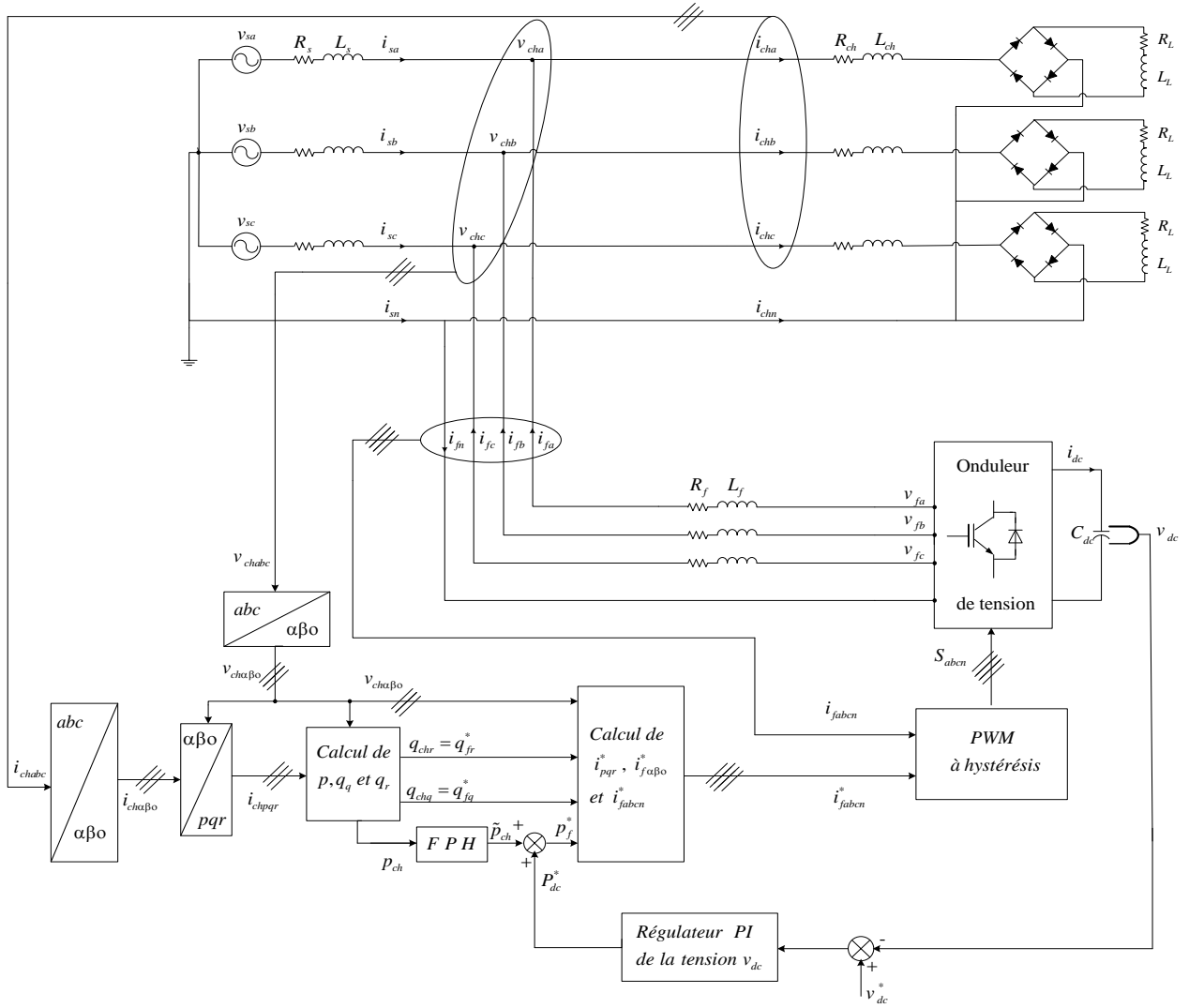


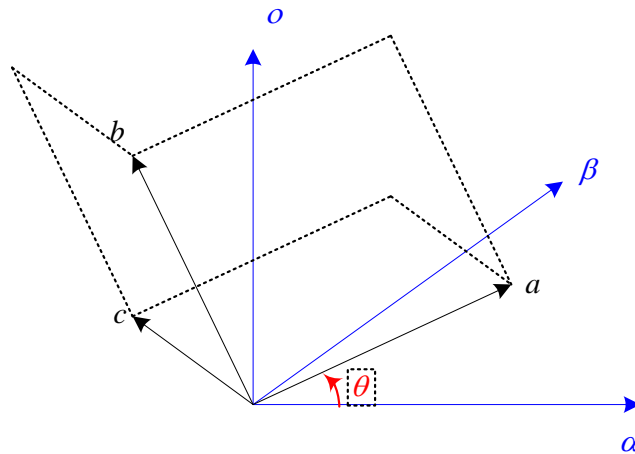
Figure (II.10) : Commande d'un filtre actif à quatre bras par la méthode p-q-r

La transformation des tensions simple du point de raccordement et des courants de ligne de la charge permet d'avoir les deux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{ch\beta} \\ v_{cho} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

$$\begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

Cette transformation est obtenue à partir de la figure (II.11) :



Figure(II.11) : Relation entre les axes a-b-c et les axes alpha-beta-o

[36] propose une nouvelle référence dite alpha'-beta'-o' en tournant autour de l'axe o d'un angle θ_1 comme le précise la figure (II.12) :

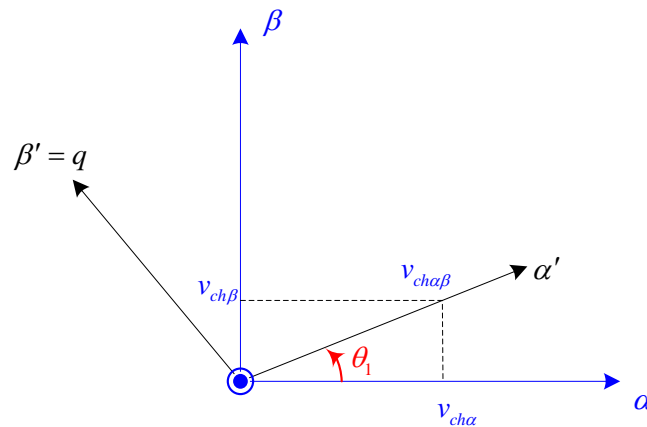


Figure (II.12) : Relation entre les axes alpha-beta-o et les axes alpha'-beta'-o' proposées par [36]

Cette transformation donne pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i'_{ch\alpha} \\ i'_{ch\beta} \\ i'_{cho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \quad (II.54)$$

De cette même figure, nous trouvons également les relations suivantes :

$$\cos \theta_1 = \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}}, \sin \theta_1 = \frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} \text{ et } v_{ch\alpha\beta} = \sqrt{v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2} \quad (II.55)$$

On remplace (II.56) dans (II.55) nous trouvons :

$$\begin{bmatrix} i'_{cha} \\ i'_{ch\beta} \\ i'_{cho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & \frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Ensuite [36] a proposé de faire une autre transformation des axes qu'il appela p-q-r qui est une rotation des axes α' - β' -o' autour de l'axe β' comme l'illustre la figure (II.13) :

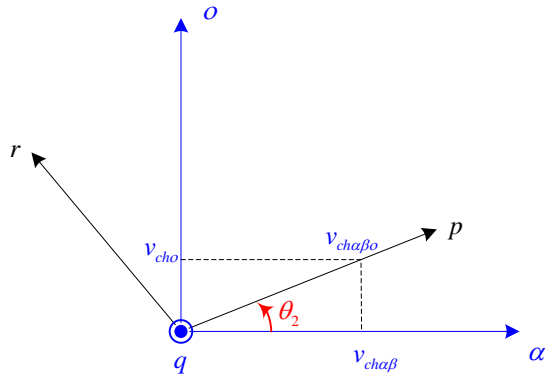


Figure (II.13) : Relation entre les axes α' - β' -o' et les axes p-q-r

Nous obtenons alors :

$$\begin{bmatrix} i_{chp} \\ i_{chq} \\ i_{chr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & \sin \theta_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{cha} \\ i'_{ch\beta} \\ i'_{cho} \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

De cette même figure, nous trouvons également les relations suivantes :

$$\cos \theta_2 = \frac{v_{ch\alpha\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}}, \quad \sin \theta_2 = \frac{v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}}, \quad v_{ch\alpha\beta} = \sqrt{v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2} \quad \text{et} \quad v_{ch\alpha\beta o} = \sqrt{v_{ch\alpha}^2 + v_{ch\beta}^2 + v_{cho}^2} \quad (\text{II.58})$$

En remplaçant (II.56) et (II.58) dans (II.57), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} i_{chp} \\ i_{chq} \\ i_{chr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ch\alpha\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} & 0 & \frac{v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 & \frac{v_{ch\alpha\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & \frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

Après un simple développement, nous aurons en final la relation entre les courants dans les deux axes p-q-r et α - β -o :

$$\begin{bmatrix} i_{chp} \\ i_{chq} \\ i_{chr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta o}} \\ -\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_{ch\alpha}v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}v_{ch\alpha\beta o}} & -\frac{v_{ch\beta}v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{ch\alpha\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{cho} \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Les puissances active et réactive instantanées dans le repère pqr sont donnés par l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} p_{chp} \\ q_{chr} \\ q_{chq} \end{bmatrix} = v_{ch\alpha\beta o} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{chp} \\ i_{chq} \\ i_{chr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

À partir de l'équation (II.61), nous obtenons les composantes de courant dans le repère pqr :

$$\begin{bmatrix} i_{chp} \\ i_{chq} \\ i_{chr} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{ch\alpha\beta o}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{chp} \\ q_{chr} \\ q_{chq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

Le tableau (II.3) résume les modes de compensations possibles :

Type de compensation	Paramètre de contrôle
Compensation des harmoniques de courant	$p_f^* = \tilde{p}_{ch}$, $q_{fr}^* = \tilde{q}_{chr}$ et $q_{fq}^* = \tilde{q}_{chq}$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$p_f^* = \tilde{p}_{ch}$, $q_{fr}^* = q_{chr}$ et $q_{fq}^* = q_{chq}$

Tableau (III.3): Modes de compensation de la commande pqr

Par compenser les harmoniques de courant et de l'énergie réactive les courants de référence du filtre dans le repère pqr sont calculés à partir de l'équation (II.62) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{fp}^* \\ i_{fq}^* \\ i_{fr}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{ch\alpha\beta o}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f^* \\ q_{fr}^* \\ q_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} p_f^* \\ q_{fr}^* \\ q_{fq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{ch} \\ q_{chr} \\ q_{chq} \end{bmatrix}$$

Les courants de référence du filtre dans le repère $\alpha\beta o$ sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta o}} \\ -\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_{ch\alpha}v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}v_{ch\alpha\beta o}} & -\frac{v_{ch\beta}v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{ch\alpha\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{fp}^* \\ i_{fq}^* \\ i_{fr}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

Soit donc :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta o}} & -\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta}} & -\frac{v_{ch\alpha}v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}v_{ch\alpha\beta o}} \\ -\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} & \frac{v_{ch\alpha}}{v_{ch\alpha\beta}} & -\frac{v_{ch\beta}v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta}v_{ch\alpha\beta o}} \\ \frac{v_{cho}}{v_{ch\alpha\beta o}} & 0 & \frac{v_{ch\alpha\beta}}{v_{ch\alpha\beta o}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p^* \\ i_q^* \\ i_r^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

Les courants de référence du filtre dans le repère abc sont donc:

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

II.5. Théorie du référentiel lié au synchronisme (SRF)

La théorie du référentiel lié au synchronisme a donné de très bons résultats pour le réseau électrique triphasé à trois fils. En modifiant la théorie du cross-vector, une théorie basée sur le référentiel lié au synchronisme a été proposée pour compenser les réseaux électriques à quatre fils [39]. La figure (II.14) représente le schéma de principe de cette méthode SRF appliquée sur un filtre à quatre bras [28].

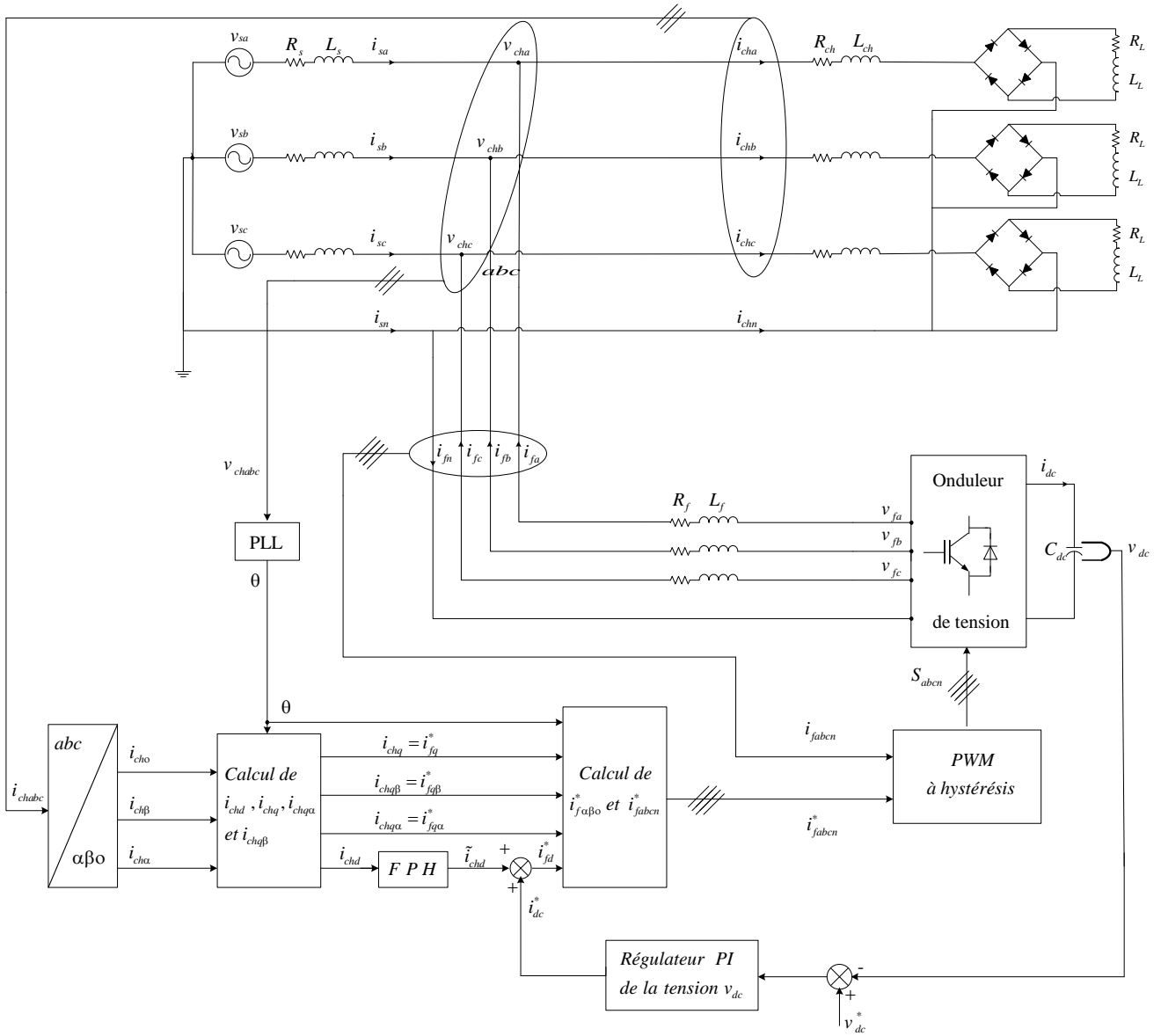


Figure (II.14) : Commande directe d'un filtre actif à quatre bras par la méthode du référentiel lie au synchronisme

La méthode utilisant la théorie du référentiel lie au synchronisme nécessite en premier lieu la transformation des courants triphasés de la charge dans le repère $\alpha\beta\theta$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \\ i_{ch\theta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \tag{II.67}$$

En générant par une PLL, les signaux $\sin(\hat{\theta})$ et $\cos(\hat{\theta})$ liés à la tension du réseau électrique, nous obtenons dans les axes d-q les courants suivants :

$$\begin{bmatrix} i_{chd} \\ i_{chq} \\ i_{chq\alpha} \\ i_{chq\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ 0 & \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & 0 & 0 \\ -\sin(\hat{\theta}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cho} \\ i_{cha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (II.68)$$

Les courants i_{chd} et i_{chq} peuvent être exprimés comme la somme de deux composantes, l'une continue et l'autre alternative, tels que:

$$\begin{bmatrix} i_{chd} \\ i_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{chd} + \tilde{i}_{chd} \\ \bar{i}_{chq} + \tilde{i}_{chq} \end{bmatrix} \quad (II.69)$$

Avec \bar{i}_{chd} et \bar{i}_{chq} sont les composantes continues de i_{chd} et i_{chq} et \tilde{i}_{chd} et \tilde{i}_{chq} sont composantes alternatives de i_{chd} et i_{chq} .

Le tableau (II.4) résume les modes de compensation possibles :

Type de compensation	Paramètre de contrôle
Compensation des harmoniques de courant	$i_{fd}^* = \tilde{i}_{chd}$ et $i_{fq}^* = \tilde{i}_{chq}$
Compensation de l'énergie réactive	$i_{fd}^* = 0$ et $i_{fq}^* = \bar{i}_{chq}$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$i_{fd}^* = \tilde{i}_{chd}$ et $i_{fq}^* = \bar{i}_{chq}$

Tableau (II.4) : Modes de compensation de la commande du référentiel lié au synchronisme

Pour compenser à la fois les harmoniques de courant et l'énergie réactive, les courants de référence du filtre dans le repère $\alpha\beta o$ sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_{fo}^* \\ i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) & 0 & 0 \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \\ i_{fq\alpha}^* \\ i_{fq\beta}^* \end{bmatrix} \quad (II.70)$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \\ i_{fq\alpha}^* \\ i_{fq\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{chd} \\ i_{chq} \\ i_{chq\alpha} \\ i_{chq\beta} \end{bmatrix} .$$

La transformation inverse de Concordia permet de calculer les courants de référence dans le repère abc :

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{f0}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.71})$$

II.5.1. Régulateur de la tension continue

La tension continue v_{dc} aux bornes du bus continu, doit être maintenue constante, et afin d'assurer la régulation de la tension continue, un régulateur *PI* est indispensable. Le courant i_{dc} qui traverse le bus continu peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{II.72})$$

L'application de la transformation de *Laplace* sur l'équation (II.71) conduit à :

$$i_{dc}(p) = C_{dc} p v_{dc}(p) \quad (\text{II.73})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$v_{dc}(p) = \frac{1}{C_{dc} p} i_{dc}(p) \quad (\text{II.74})$$

Pour obtenir le signal i_{dc}^* , nous avons le choix entre un régulateur proportionnel et un régulateur proportionnel intégral.

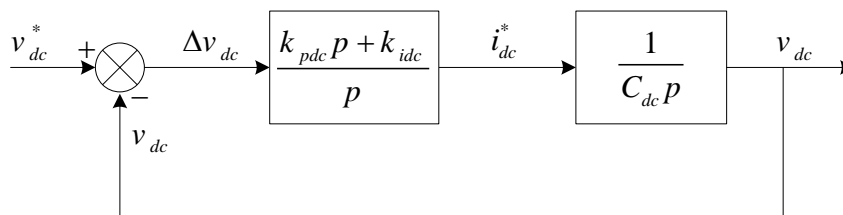


Figure (II.15) : Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur *PI*

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(p) = \frac{k_{pdc} p + k_{idc}}{C_{dc} p^2 + k_{pdc} p + k_{idc}} \quad (\text{II.75})$$

On doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi_{dc} \omega_{cdc} p + \omega_{cdc}^2 \quad (\text{II.76})$$

Finalement on trouve les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$k_{pdc} = 2\xi_{dc} \omega_{cdc} C_{dc}, k_{idc} = C_{dc} \omega_{cdc}^2 \quad (\text{II.77})$$

II.6. Paramètres du système

Les paramètres de ce filtre sont regroupées dans le tableau (II.5) :

Capacité du condensateur	5 mF
Impédance du filtre R_f, L_f	0.1 m Ω , 0.1 mH
Tension de référence $v_{dc ref}$	800 V

Tableau (II.5) : Paramètres du filtre actif

II.6.1. Résultats de simulation

II.6.2. Méthode du Cross-Vector (CV)

La simulation de la commande du filtre à quatre bras alimenté en courant et contrôle par CV-PI a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis : 1A.
- La référence de la tension continue : $v_{dc ref} = 800 \text{ V}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 4\text{Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Filtre passe bas : $f_c = 25\text{Hz}$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (II.16) :

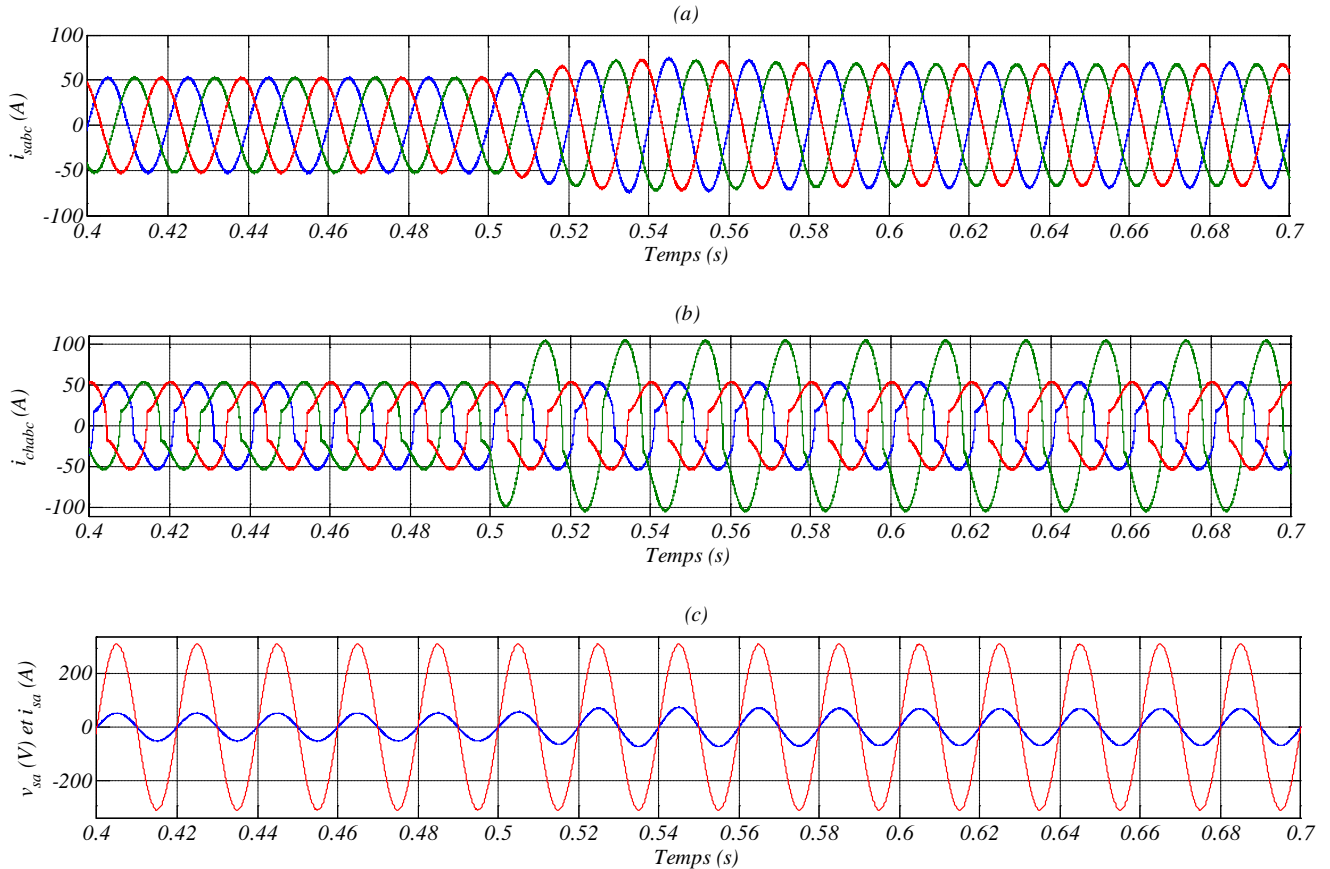


Figure (II.16) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par Cross-Vector (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage

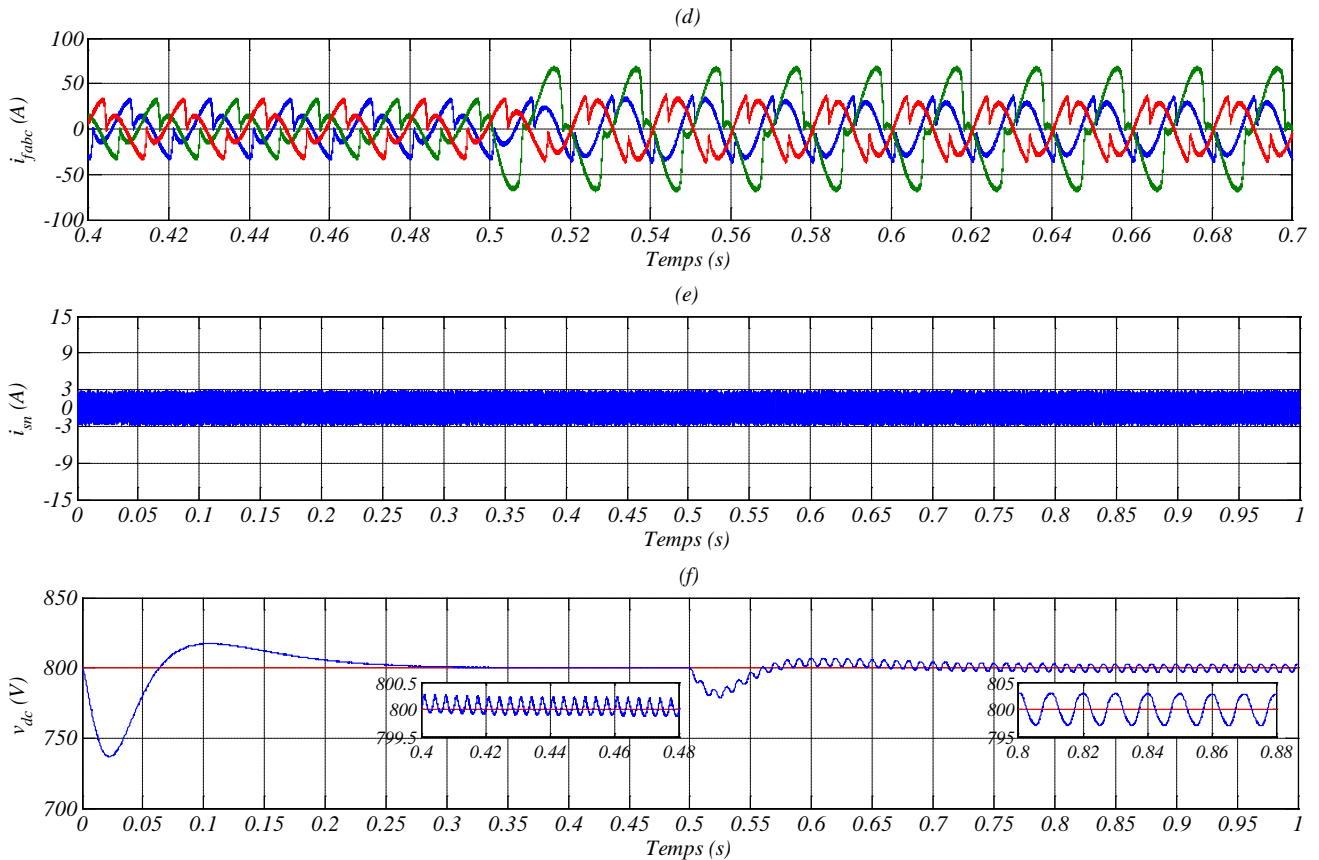


Figure (II.16)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par Cross-Vector (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras ,(e) Courant du neutre après filtrage,(f) Tension aux bornes du condensateur

II.6.3. Méthode p-q-r

La simulation de la commande filtre à quatre bras alimenté en courant et contrôlé par pqr-PI a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.17) :

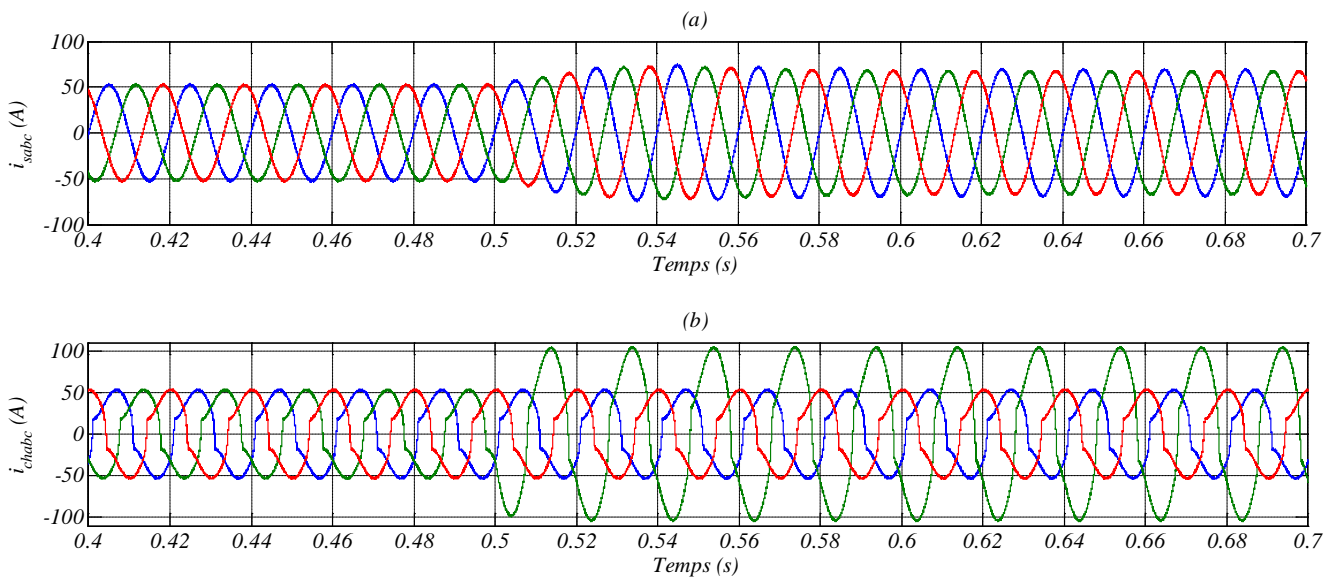


Figure (II.17) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par p-q-r (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge

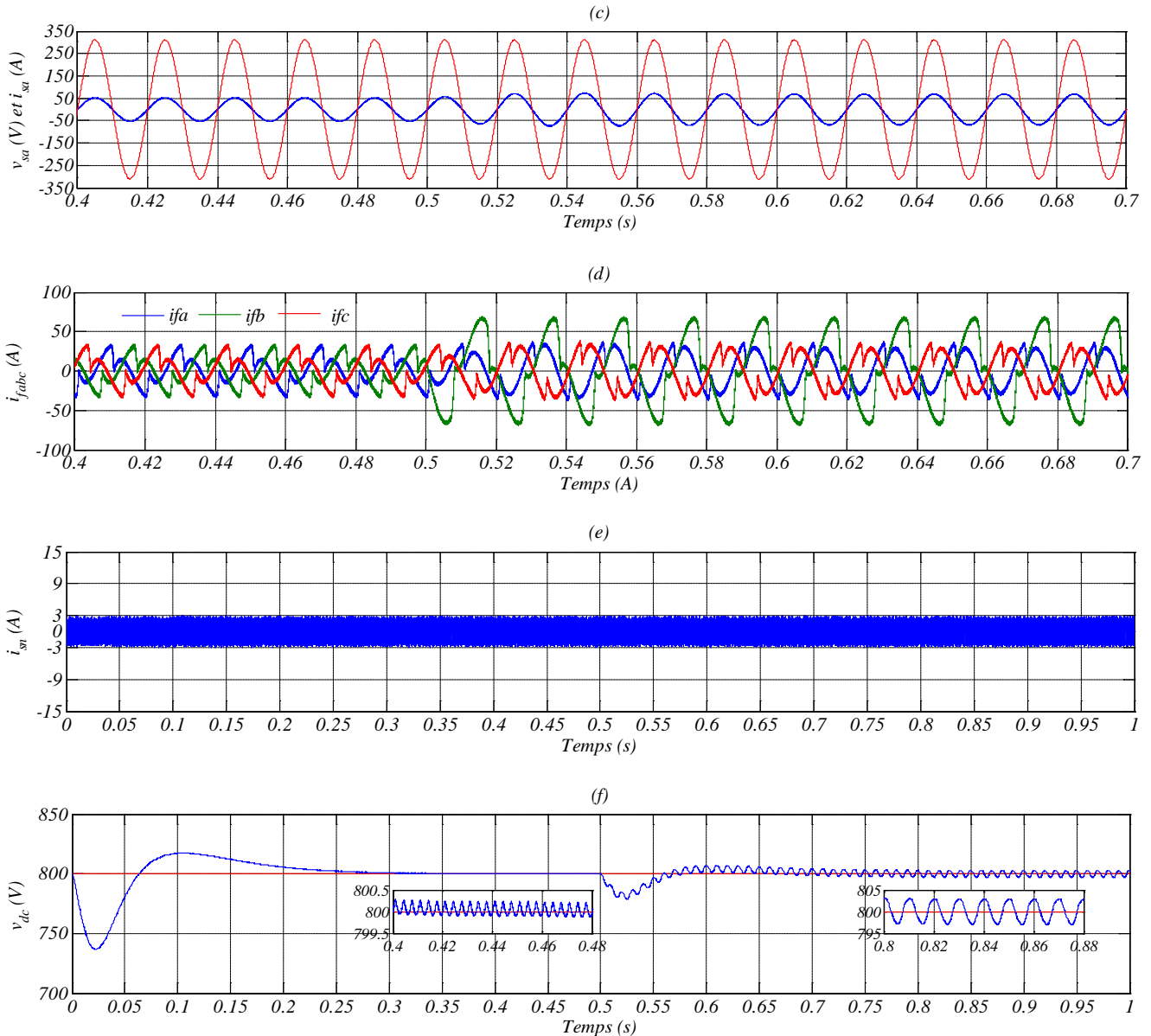


Figure (II.17)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par p-q-r (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage ,(d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras ,(e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

II.6.4. Méthode p-q-o

La simulation de la commande filtre à quatre bras alimenté en courant et contrôlé par p-q-o-PI a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (II.18) .

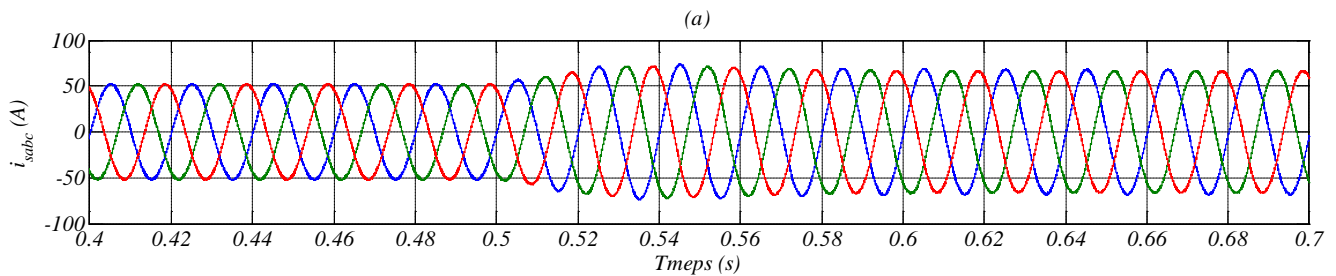


Figure (II.18) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par p-q-o (a) Courants de la source après filtrage

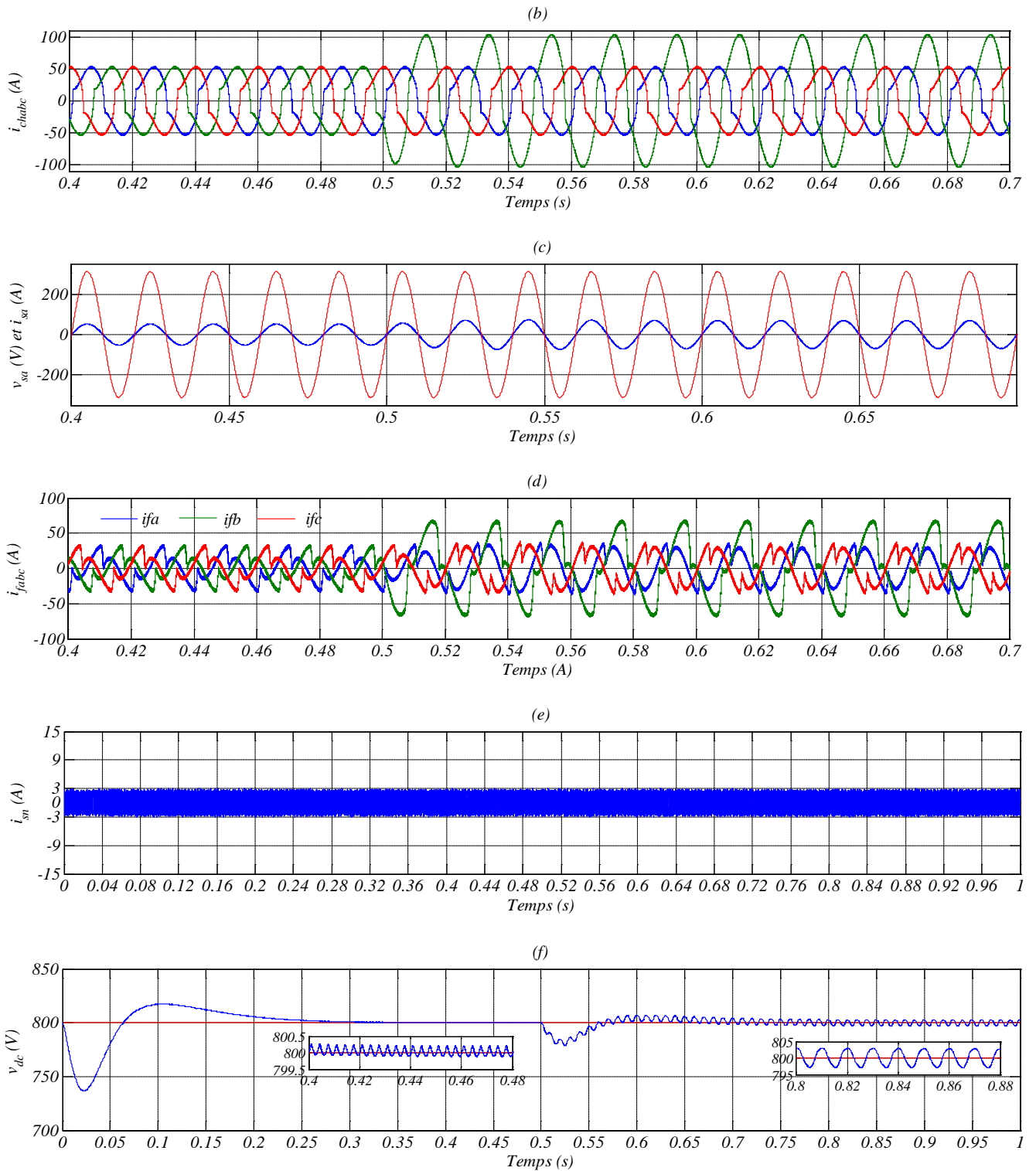


Figure (II.18)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par p-q-r (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

II.6.5. Méthode SRF

La simulation de la commande filtre à quatre bras alimenté en courant et contrôlé par SRF-PI a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes sauf pour :

- Le régulateur de la tension continue : $f_{dc}=8Hz$, $\xi_{dc} = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (II.19) :

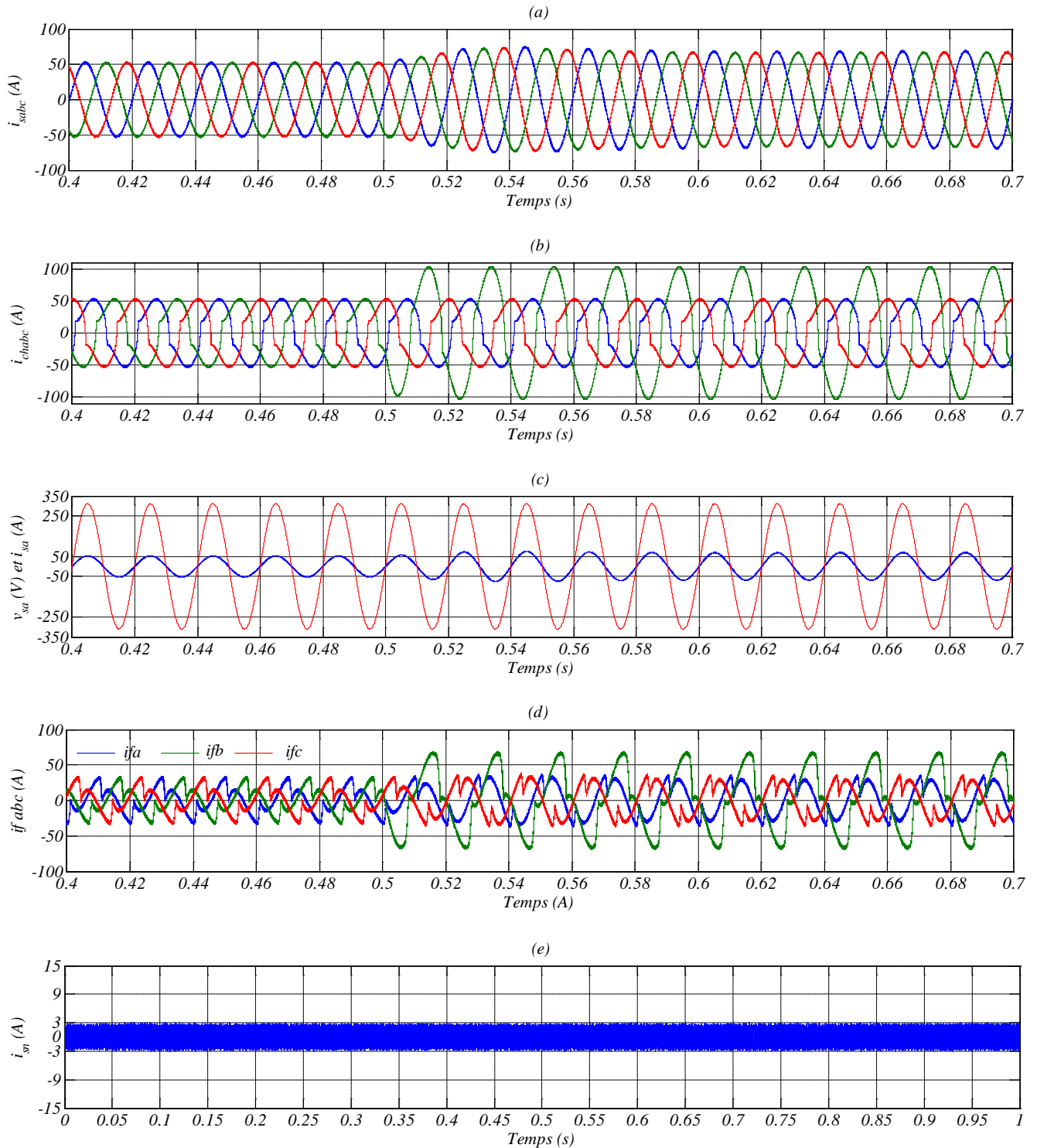


Figure (II.19) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par Cross-Vector (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

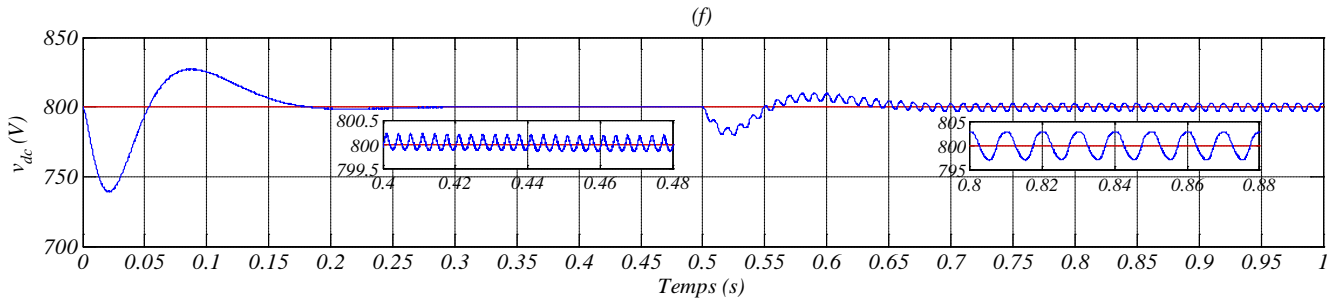


Figure (II.19)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par Cross-Vector (f) Tension aux bornes du condensateur

II.6.6. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (II.20) :

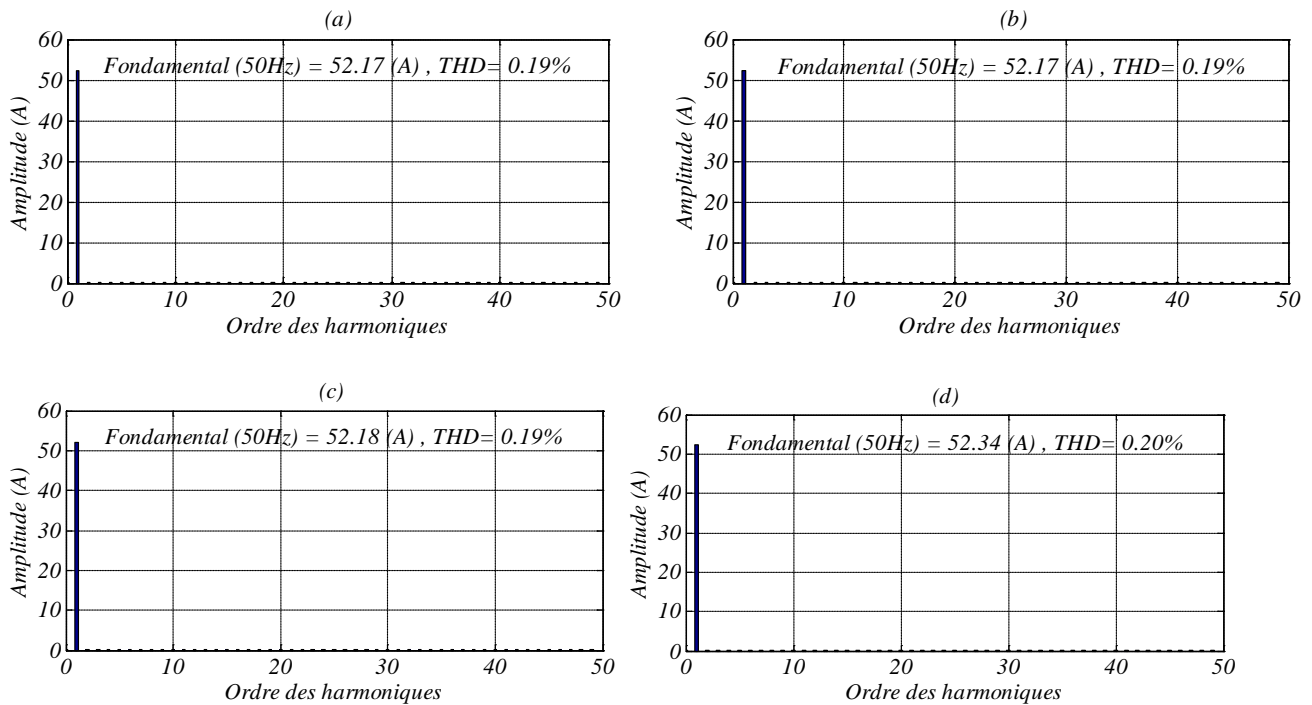


Figure (II.20) : Spectre harmonique du courant de source de première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode de p-q-r, (c) Méthode des puissances p-q-o, (d) Méthode du SRF

II.7. Interprétations des résultats

Les figures (II.16,17,18,19-a) représentent l’allure du courant de la source filtré pour les différentes stratégies de commande du filtre actif à quatre bras. Le courant de la source est de forme sinusoïdale avec un faible taux de distorsion harmonique allant de 0.19% à 0.20% par l’ensemble des techniques de commande utilisées. Les figures (II.16,17,18,19-b) donnent la forme du courant de la charge. C’est un courant fortement déformé du fait de la présence de la charge polluante. Ceci se manifeste par un taux de distorsion harmonique de l’ordre 13.92%. Le courant de source de la première phase après le filtrage est sinusoïdale et en phase avec la tension correspondante, ainsi le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (II.16,17,18,19-c). Les figures (II.16,17,18,19-d) représentent les courants injectés par le filtre actif à quatre bras. Les figures (II.16,17,18,19-f) présentent la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge. Une faible erreur statique est observée en régime permanent. En cas déséquilibré, la tension aux bornes du condensateur passe par un régime

transitoire d'une durée inférieure à 0.15s. Les figures (II.16,17,18,19-e) montrent l'allure du courant du neutre dont la valeur maximale est de 3 A pour les différentes commandes même en cas déséquilibré. Ce qu'est important à mentionner ici est l'aptitude du filtre actif à quatre bras d'atténuer le déséquilibre provoqué par la charge à $t=0.5s$. Il reste à mentionner que l'alimentation en courant exige l'utilisation d'une modulation à base d'hystérésis fonctionnant avec une fréquence de commutation variable.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quatre stratégies de commande pour le filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en courant connecté sur le réseau électrique triphasé avec fil neutre. L'objectif étant d'injecter les courants permettant d'éliminer la pollution harmonique des charges non linéaires .

Les algorithmes retenus pour l'identification des courants harmoniques sont principalement : la méthode des puissances instantanées, la méthode du cross-vector, la méthode p-q-r et la méthode du référentiel synchrone.

Ainsi, l'utilisation d'un système de détection de la tension directe du réseau (PLL) permet de simplifier les méthodes de commande et rendre ces méthodes universelles et pour n'importe quelle forme de tension.

L'ensemble des résultats trouvés montrent la faisabilité de la méthodologie adoptée pour la commande du filtre actif parallèle avec des régulateurs PI basées sur les différentes méthodes d'identification des harmoniques.

Chapitre III

Stratégies de commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension

Les onduleurs de tension (voltage source inverters : VSIs) avec un fil neutre sont très utiles pour des applications de l'électronique de puissance dans les systèmes triphasés à quatre fils. La première utilisation de l'onduleur de tension à quatre bras pour une application de production d'électricité à bord d'avion a été présentée dans en 1993. Les VSIs peuvent être exploités dans plusieurs applications de puissance, en particulier dans les alimentations non interruptibles, la compensation statique de l'énergie réactive, et la compensation des harmoniques par des filtres actifs.

Ce chapitre comportera deux parties essentielles. La première partie sera consacrée à la modélisation de l'onduleur de tension à quatre bras, ainsi que sa modulation vectorielle à trois dimensions. La seconde partie sera réservée aux stratégies de commande du filtre actif parallèle à quatre bras couplé au réseau triphasé à quatre fils

III.1. Onduleur de tension à quatre bras

III.1.1. Modélisation de l'onduleur

III.1.1.1. Structure générale

L'onduleur de tension à quatre bras est représenté dans la figure (II.1).

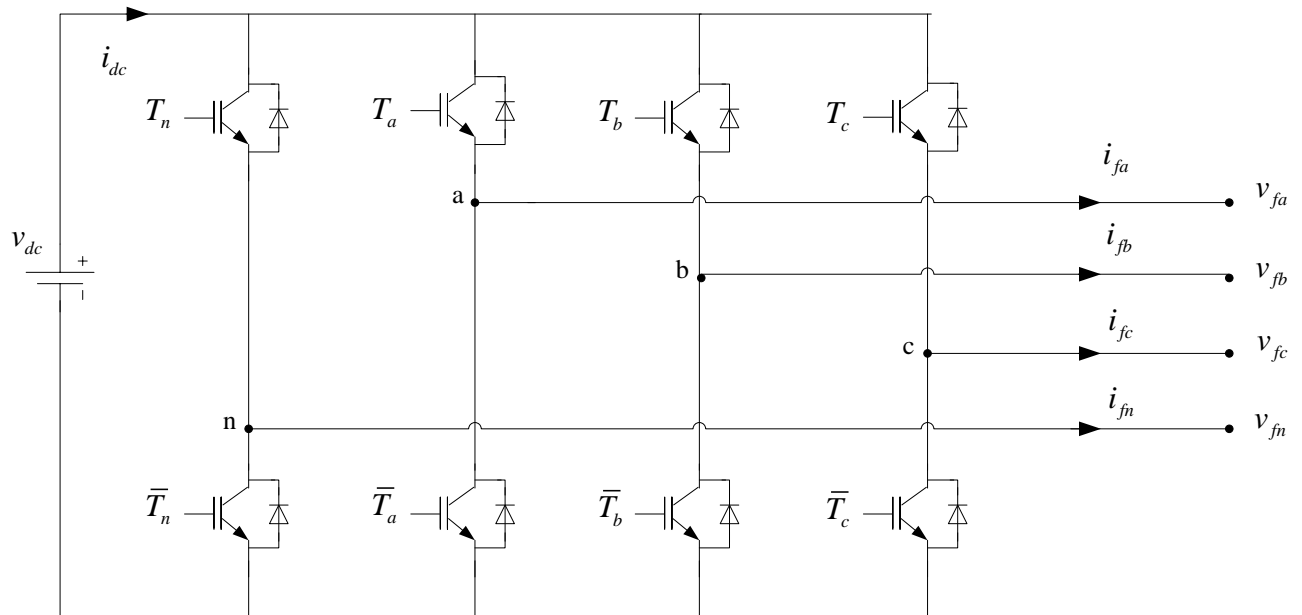


Figure (III.1) : Structure d'un onduleur de tension à quatre bras

III.1.1.2. Tensions de sortie de l'onduleur

La tension de sortie de l'onduleur est dépendante à la fonction F_i avec ($i=a,b$ et c) :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i, \bar{T}_f \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{si } T_i, T_f \text{ ou } \bar{T}_i, \bar{T}_f \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{si } \bar{T}_i, T_f \text{ sont fermés} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

III.1.1.3. États de commutations possibles de l'onduleur

Les états possibles de cet onduleur sont seize. Ils sont représentés en ordre selon les combinaisons des interrupteurs $[T_a, T_b, T_c, T_n]$:

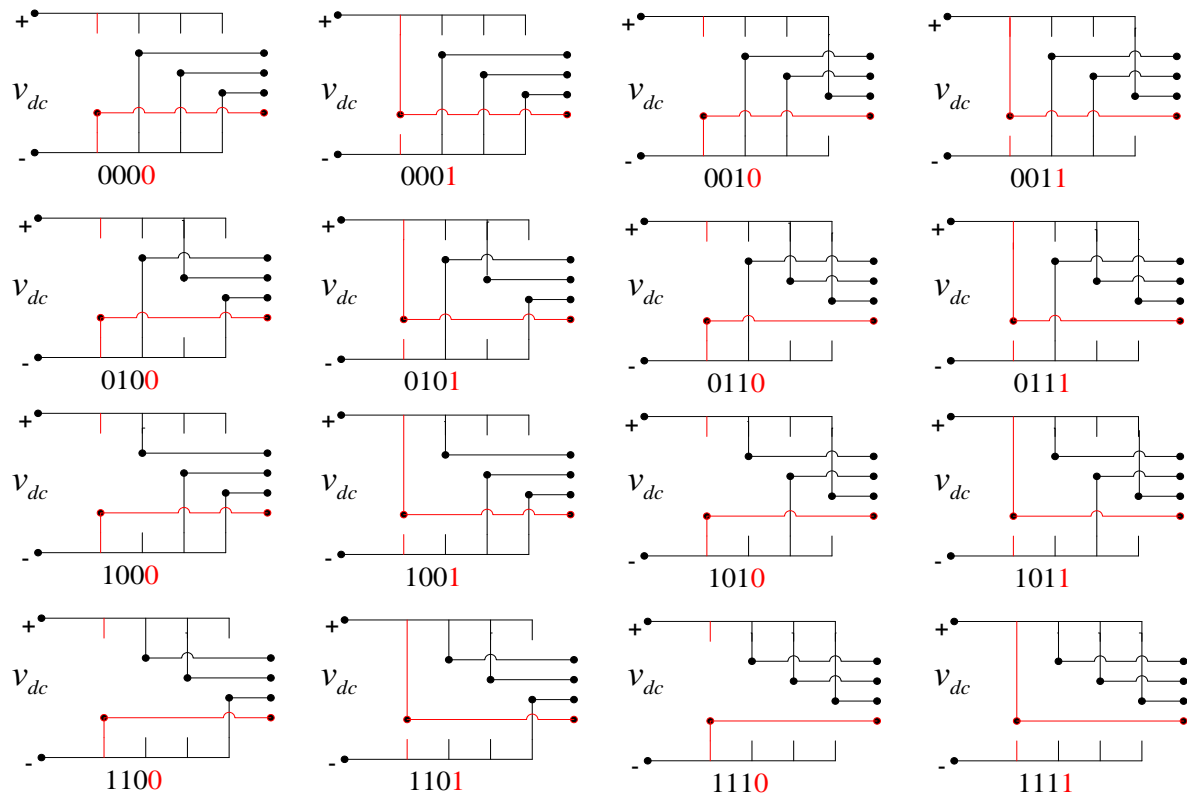


Figure (III.2) : États de commutations possibles de l'onduleur à quatre bras

III.1.1.4. Tensions générées par l'onduleur

Les tensions générées par l'onduleur pour chaque état sont représentées dans le tableau (III.1):

	V ₁ (0000)	V ₂ (0001)	V ₃ (0010)	V ₄ (0011)	V ₅ (0100)	V ₆ (0101)	V ₇ (0110)	V ₈ (0111)
v_{fa}	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
v_{fb}	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	v_{dc}	0
v_{fc}	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0

	V ₉ (1000)	V ₁₀ (1001)	V ₁₁ (1010)	V ₁₂ (1011)	V ₁₃ (1100)	V ₁₄ (1101)	V ₁₅ (1110)	V ₁₆ (1111)
v_{fa}	v_{dc}	0	v_{dc}	0	v_{dc}	0	v_{dc}	0
v_{fb}	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	v_{dc}	0
v_{fc}	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0

Tableau (III.1): États de commutation et les vecteurs de tension correspondant dans le repère (a,b,c)

III.1.1.5. Représentation vectorielle

Le passage du repère triphasé (a,b,c) à l'espace orthogonale (α, β, o) nécessite l'utilisation de la transformation de Concordia. On peut représenter le vecteur de tension de l'onduleur par :

$$\vec{v}_f = v_{f\alpha}\vec{i} + v_{f\beta}\vec{j} + v_{fo}\vec{k} \quad (\text{III.3})$$

Où $v_{f\alpha}, v_{f\beta}$ et v_{fo} sont les projections du vecteur \vec{v}_f dans le système fixe (α, β, o). Ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \\ v_{fo} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

L'avantage de cette transformation est la conservation de la puissance des grandeurs avec ce choix les amplitudes des grandeurs ne sont pas conservées.

Après transformation, le tableau (III.1) devient celui de tableau (III.2) suivant :

	V ₁ (0000)	V ₂ (0001)	V ₃ (0010)	V ₄ (0011)	V ₅ (0100)	V ₆ (0101)	V ₇ (0110)	V ₈ (0111)
$v_{f\alpha}$	0	0	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$
$v_{f\beta}$	0	0	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	0	0
v_{fo}	0	$-3\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$

	V ₉ (1000)	V ₁₀ (1001)	V ₁₁ (1010)	V ₁₂ (1011)	V ₁₃ (1100)	V ₁₄ (1101)	V ₁₅ (1110)	V ₁₆ (1111)
$v_{f\alpha}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	0
$v_{f\beta}$	0	0	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	$\frac{v_{dc}\sqrt{2}}{2}$	0	0
v_{fo}	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$2\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	$3\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$	0

Tableau (III.2) : États de commutation et les vecteurs de tension correspondant dans le repère (α, β, o)

Comme on peut le voir, les combinaisons (1111) et (0000) donnent toujours des vecteurs nuls et il y a 14 vecteurs différents de zéro. Les vecteurs montrés dans le tableau (III.2) peuvent être décrits dans la représentation graphique dans l'espace à trois dimensions suivant les indications dans la figure (III.3).

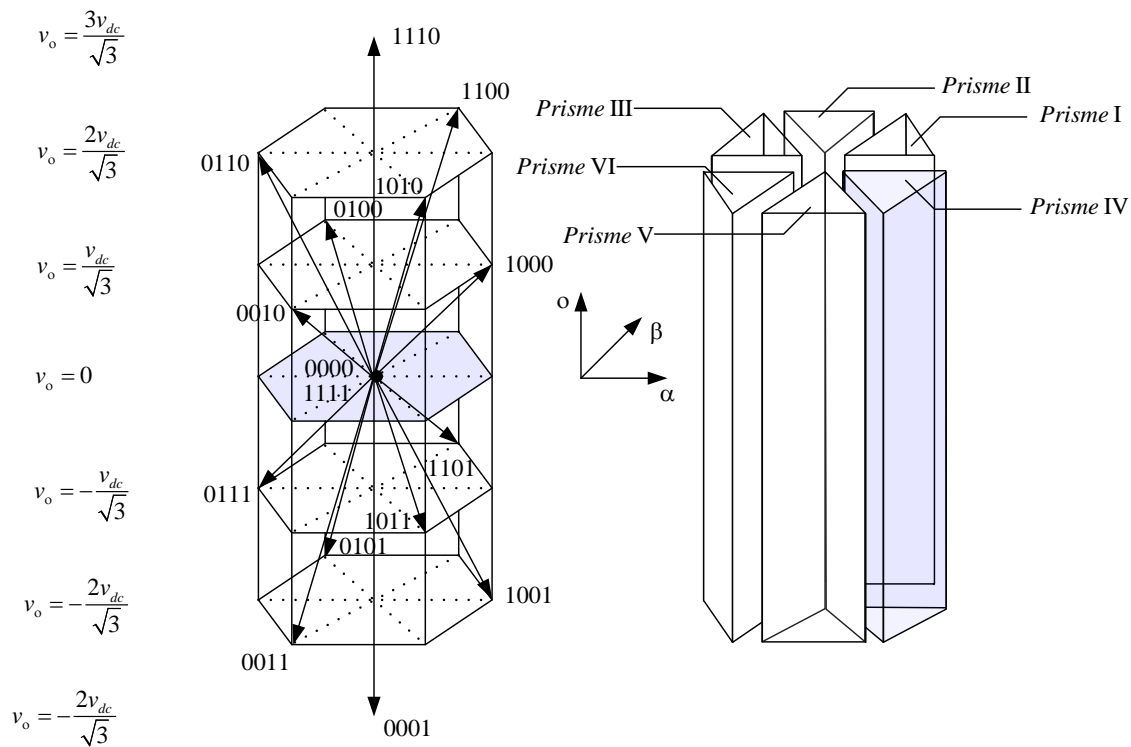


Figure (III.3) : Représentation des vecteurs de tension dans l'espace $\alpha\beta v_o$ et les prismes

III.1.1.6. Modulation de largeurs d'impulsion vectorielle à trois dimensions

III.1.1.6.1. Principe de la MLI vectorielle à trois dimensions SVM 3D

III.1.1.6.1.1. Détection du prisme

L'espace des vecteurs tension de la figure (III.3) est divisé en six prismes, à chaque instant le vecteur tension se trouve dans l'un de ces prismes. La figure (III.4) montre les cas où le vecteur de tension référence se trouve dans chaque prisme. L'organigramme utilisé pour la détection des prismes est similaire à celui utilisé pour la détection des secteurs dans le cas de la MLI vectorielle à deux dimensions [32].

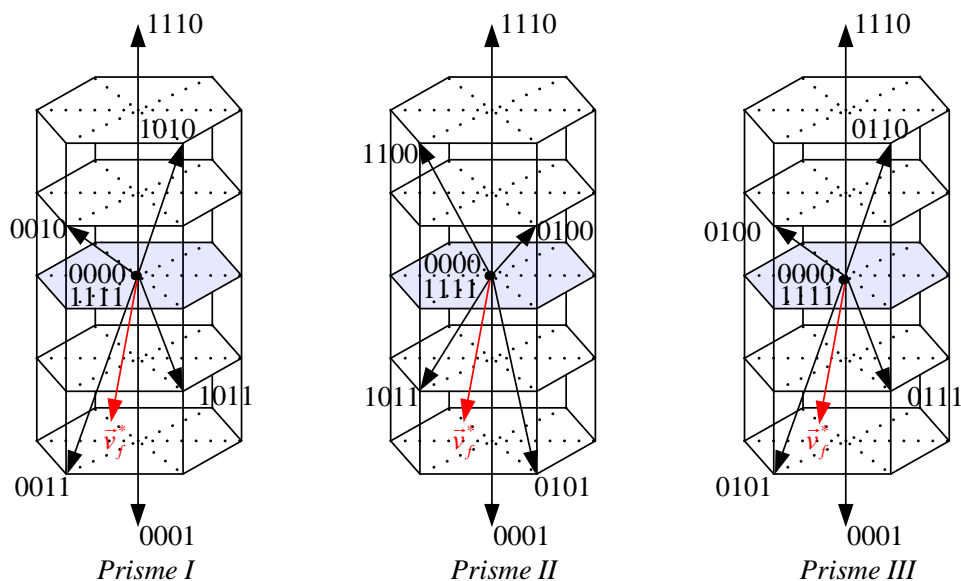


Figure (III.4) : Représentation du vecteur de référence dans les différents prismes

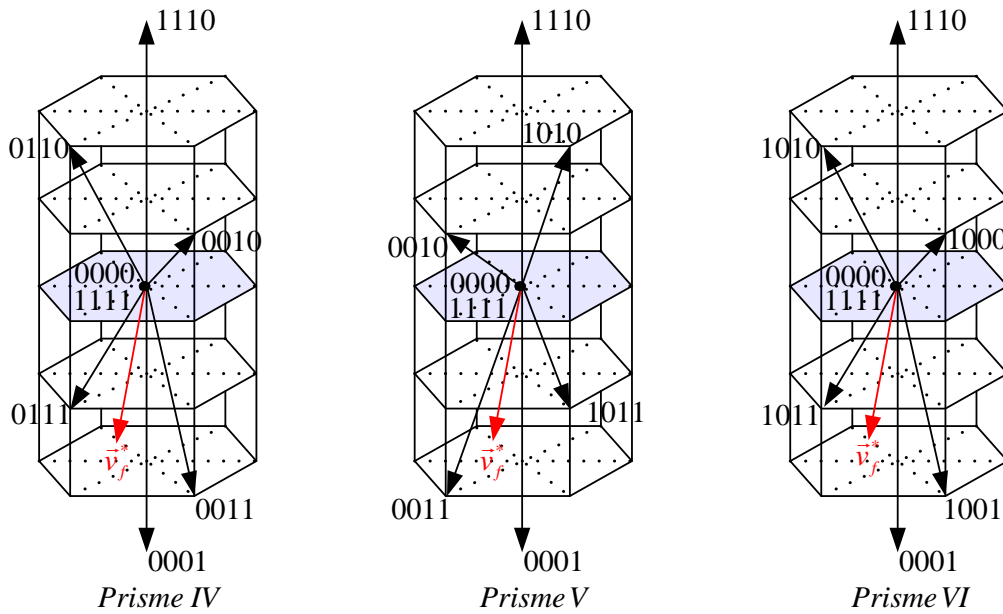


Figure (III.4)(suite) : Représentation du vecteur de référence dans les différents prismes

Les projections du vecteurs de référence $v_{f\alpha}^*$ et $v_{f\beta}^*$ sont utilisées pour détecter les six prismes possibles. La figure (III.5) représente l’organigramme illustrant les étapes de détection .

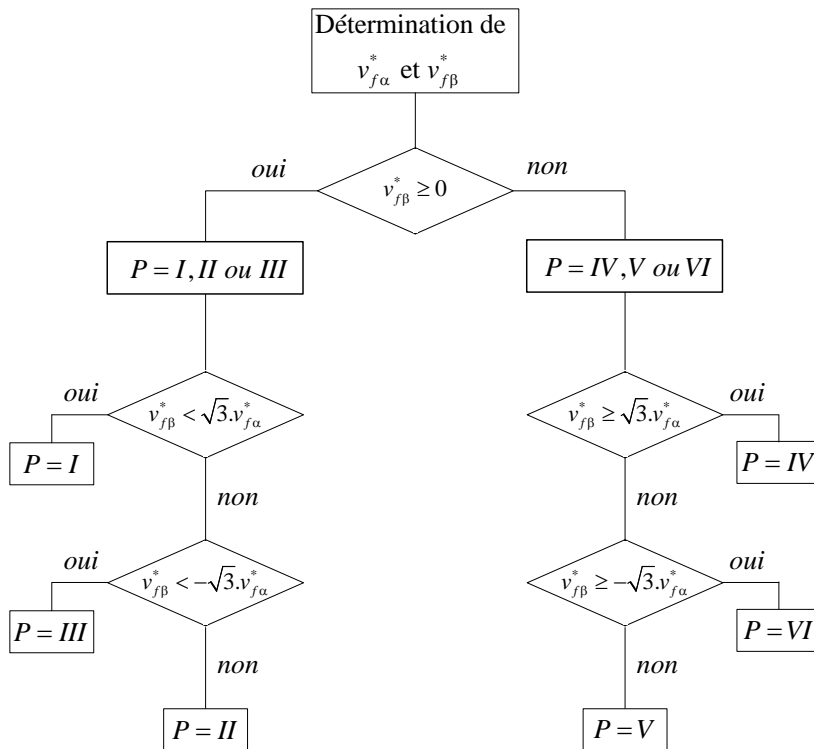


Figure (III.5) : Organigramme de la détection des prismes

III.1.1.6.2. Détection des tétraèdres

Chaque prisme est divisé en quatre tétraèdres ce qui conduit à un total de 24 tétraèdres. Une fois le prisme est déterminé, la prochaine étape consiste à déterminer le tétraèdre où se trouve

exactement le vecteur tension de référence. Le tétraèdre est formé par trois vecteurs de tension non nuls et deux autres nuls, comme le montre la figure (III.6) .

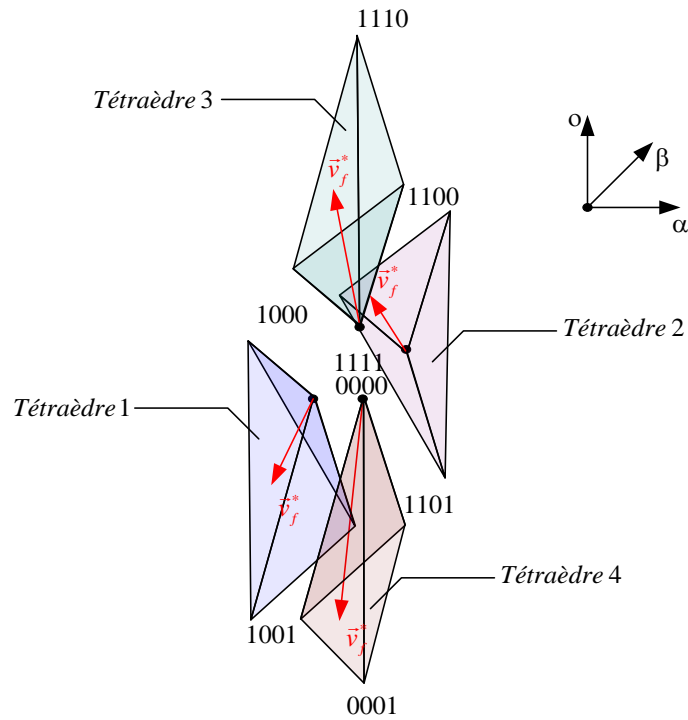


Figure (III.6) : Représentation des tétraèdres dans le prisme I

Le tableau (III.3) représente les états possibles dans les différents tétraèdres de chaque prisme :

	Tétraèdre 1	Tétraèdre 2	Tétraèdre 3	Tétraèdre 4
Prisme I	1000	1000	1000	1001
	1001	1100	1100	1101
	1101	1101	1110	0001
Prisme II	1100	1101	1100	1101
	1101	0100	0100	0101
	0100	0101	1110	0001
Prisme III	0100	0100	0100	0101
	0101	0110	0110	0111
	0111	0111	1110	0001
Prisme IV	0110	0111	0110	0111
	0111	0010	0010	0011
	0010	0011	1110	0001
Prisme V	0010	0010	0010	0011
	0011	1010	1010	1011
	1011	1011	1110	0001
Prisme VI	1010	1011	1010	1011
	1011	1000	1000	1001
	1000	1001	1110	0001

Tableau (III.3): Etats possibles dans chaque tétraèdres

Pour détecté à quel tétraèdre se trouve le vecteur de référence, il faut déterminer les équations des plans délimitant chaque tétraèdre à partir des coordonnées $(v_{f\alpha}^*, v_{f\beta}^*, v_{fo}^*)$. Pour le tétraèdre 1 l'équation du première plan contenant les points $o(0,0,0) V_9, V_{14}$, obéie à l'équation suivante :

$$\begin{cases} av_{dc}\sqrt{\frac{2}{3}} + b.0 + c = v_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ av_{dc}\sqrt{\frac{1}{6}} + bv_{dc} \frac{\sqrt{2}}{2} + c = -v_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (III.5)$$

Ce qui donne :

$$a = \frac{\sqrt{2}}{2}, b = -\sqrt{\frac{3}{2}}, c = 0 \quad (III.6)$$

L'équation du première plan est donc :

$$v_{fo}^* = v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (III.7)$$

L'équation du deuxième plan contenant les points o(0,0,0), V₁₀ et V₁₄, obéie à l'équation suivante :

$$\begin{cases} av_{dc}\sqrt{\frac{2}{3}} + b.0 + c = -v_{dc} \frac{2}{\sqrt{3}} \\ av_{dc}\sqrt{\frac{1}{6}} + bv_{dc} \frac{\sqrt{2}}{2} + c = -v_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (III.8)$$

Ce qui donne :

$$a = -\sqrt{2}, b = 0, c = 0 \quad (III.9)$$

L'équation de cette plan est :

$$v_{fo}^* = -v_{f\alpha}^* \sqrt{2} \quad (III.10)$$

La figure (III.7) décrit la représentation des plans du tétraèdre 1 appartenant au prisme I :

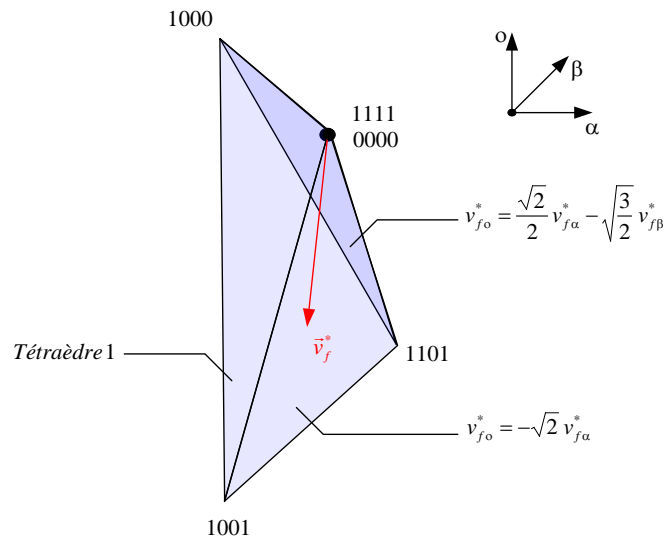


Figure (III.7) : Représentation des équations des plans du tétraèdre 1 du prisme I

Pour que l'extrémité du vecteur de référence se situe dans la tétraèdre 1 il faut la vérification des deux inégalités suivantes :

$$\begin{aligned} v_{fo}^* &< v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}} \\ v_{fo}^* &> -v_{f\alpha}^* \sqrt{2} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Le tableau (III.4) représente les équations des plans nécessaires pour délimiter chaque tétraèdre. Ces équations permettent la localisation du vecteur de référence lors de son passage par les différents tétraèdres :

	Tétraèdre 1	Tétraèdre 2	Tétraèdre 3	Tétraèdre 4
P I	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$
P II	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$
P III	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$
P IV	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$
P V	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$
P VI	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} + v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$ $v_{fo}^* > -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$	$v_{fo}^* > v_{f\alpha}^* \frac{\sqrt{2}}{2} - v_{f\beta}^* \sqrt{\frac{3}{2}}$	$v_{fo}^* < -v_{f\alpha}^* \sqrt{2}$

Tableau(III.4): Equations des plans délimitant chaque tétraèdre

III.1.1.7. Calcul des temps de commutation

Le principe de la MLI vectorielle à trois dimensions consiste à projeter le vecteur de tension de référence désiré sur les trois axes du plan (α, β, o) . Nous utilisons ces projections pour calculer les temps de commutations. La projection du vecteur de tension de référence sur ces trois vecteurs adjacents est montrée sur la figure (III.8) :

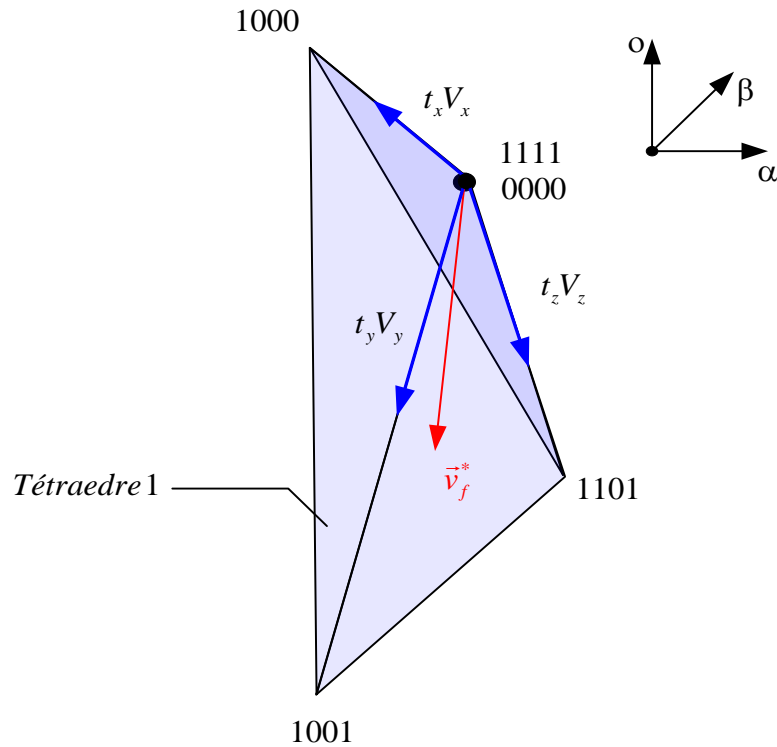


Figure (III.8) : Projection du vecteur de référence sur les vecteurs adjacents

Pour le tétraèdre i du prisme j les vecteurs des états de l'onduleur $(V_x, V_y, V_z, V_1, V_{16})$ représentant les vecteurs adjacents au vecteur de tension de référence. Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_x, t_y, t_z et t_0 de sorte que \bar{v}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période découpage :

$$\bar{v}^* = \bar{V}_x + \bar{V}_y + \bar{V}_z + \bar{V}_0 \quad (\text{III.12})$$

Avec $x, y, z \in \{2, \dots, 15\}$ et $o \in [1, 16]$.

La moyenne du vecteur de référence est exprimée par :

$$\bar{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v}^* dt \quad (\text{III.13})$$

Puisque le période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \bar{v}^* peut être considérée comme constante.

Puisque les vecteurs V_x, V_y, V_z et V_0 sont des vecteurs fixes, il vient :

$$\bar{V}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} V_i dt = \frac{1}{T_h} V_i t_i \quad (\text{III.14})$$

Avec $i=x,y,z,0$.

Alors :

$$T_h v^* = t_x V_x + t_y V_y + t_z V_z + t_0 V_0 \quad (\text{III.15})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_x V_x^\alpha + t_y V_y^\alpha + t_z V_z^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_x V_x^\beta + t_y V_y^\beta + t_z V_z^\beta \\ T_h v_o^* = t_x V_x^o + t_y V_y^o + t_z V_z^o \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Se forme matricielle, l'équation (III.16) s'écrit :

$$T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_o^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_x^\alpha & V_y^\alpha & V_z^\alpha \\ V_x^\beta & V_y^\beta & V_z^\beta \\ V_x^o & V_y^o & V_z^o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

On peut simplifier l'équation (III.17) comme suit :

$$T_h \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ V_o^* \end{bmatrix} = v_{dc} [A] \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Avec $[A] = \frac{1}{v_{dc}} \begin{bmatrix} V_x^\alpha & V_y^\alpha & V_z^\alpha \\ V_x^\beta & V_y^\beta & V_z^\beta \\ V_x^o & V_y^o & V_z^o \end{bmatrix}$ est une matrice de projection spécifique à chaque position.

Ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} = \frac{T_h}{v_{dc}} [A]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_o^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant la moitié de ce temps, donc :

$$t_0 = T_h - t_x - t_y - t_z \quad (\text{III.20})$$

Le tableau (III.5) donne la matrice de projection [A] pour l'ensemble des tétraèdres :

	Tétraèdre 1			Tétraèdre 2			Tétraèdre 3			Tétraèdre 4		
Prisme I	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
Prisme II	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
Prisme III	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0
	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0
	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
Prisme IV	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
Prisme V	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	0
	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$
Prisme VI	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0
	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	0
	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{3}{\sqrt{3}}$

Tableau(III.5) : Matrice de projection [A]

Le tableau (III.6) donne la matrice de projection inverse $[A]^{-1}$ pour l'ensemble des tétraèdres :

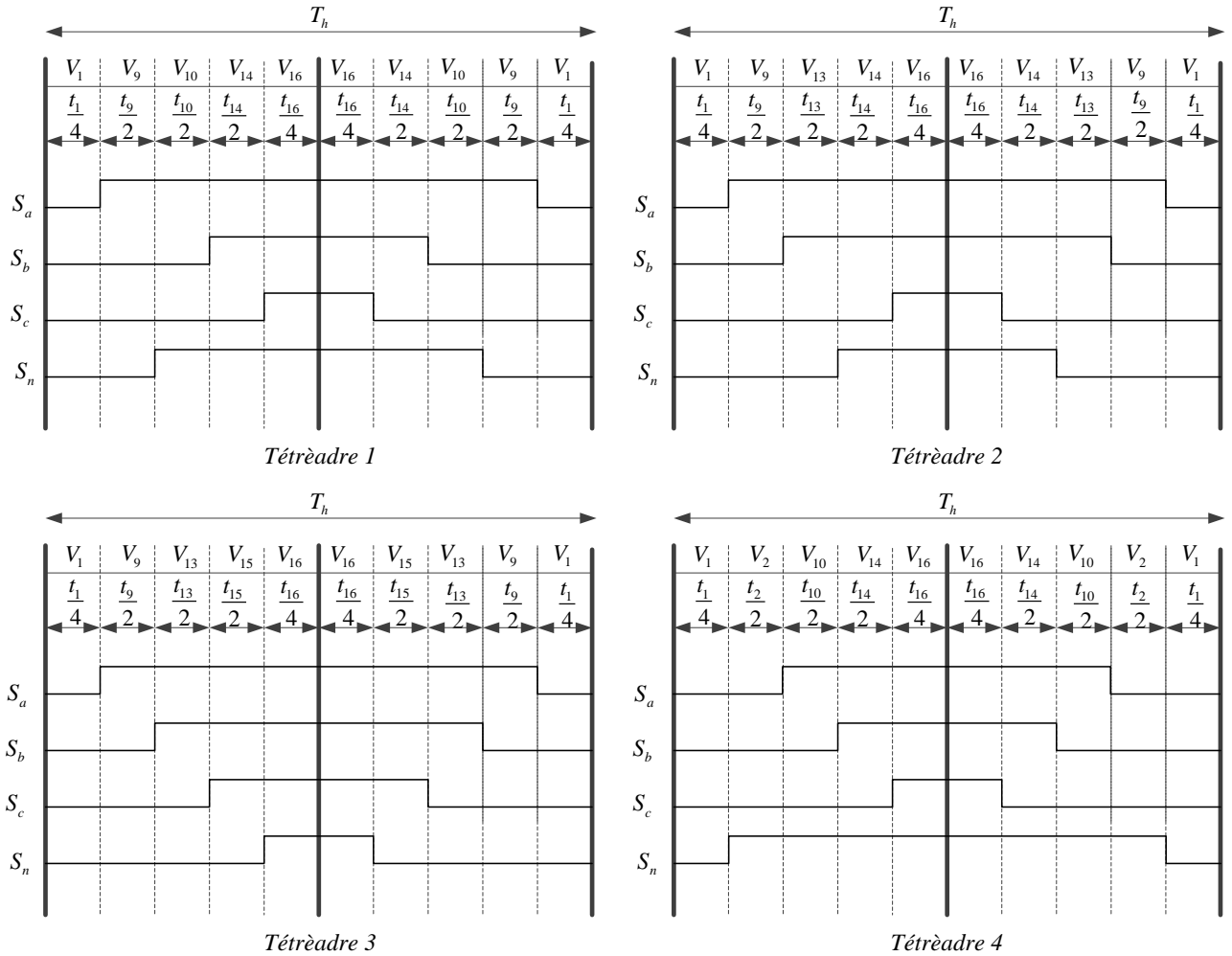
	Tétraèdre 1			Tétraèdre 2			Tétraèdre 3			Tétraèdre 4		
Prisme I	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	0	0	$\sqrt{2}$	0
	0	$\sqrt{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
Prisme II	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
Prisme III	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\sqrt{2}$	0	0	$\sqrt{2}$	0	0	$\sqrt{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
Prisme IV	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$-\sqrt{2}$	0	0	$-\sqrt{2}$	0
	0	$-\sqrt{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
Prisme V	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
Prisme VI	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$-\sqrt{2}$	0	0	$-\sqrt{2}$	0	0	$-\sqrt{2}$	0
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0
	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$

Tableau (III.6): Matrice de projection inverse $[A]^{-1}$.

II.1.1.7.1. Génération des impulsions de commande

La figure (III.9) indique les répartitions sur une période de découpage des vecteurs tension à appliquer dans les différents tétraèdres .

Prisme I :



Prisme II :

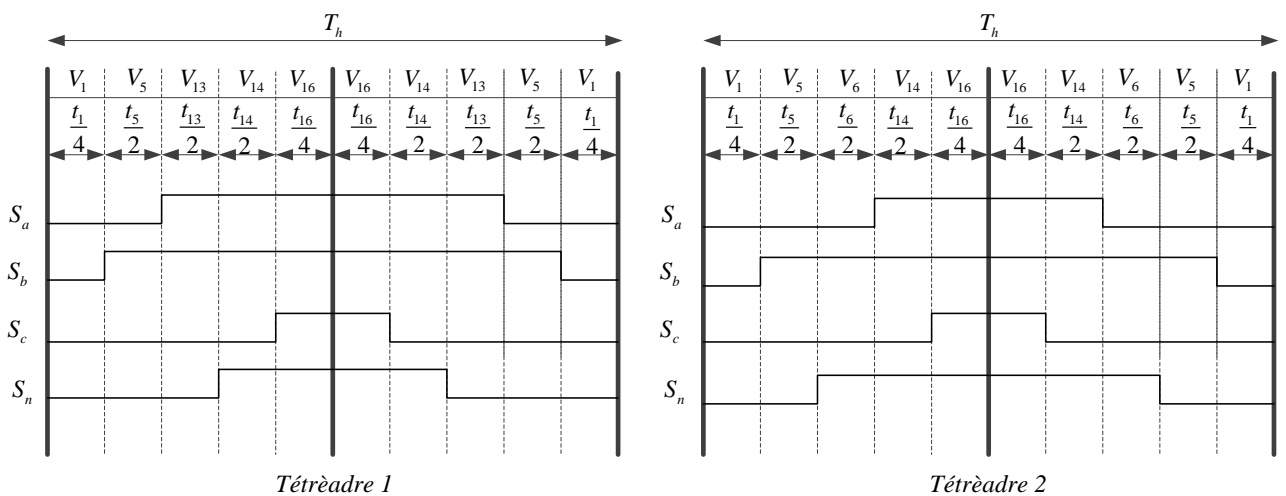
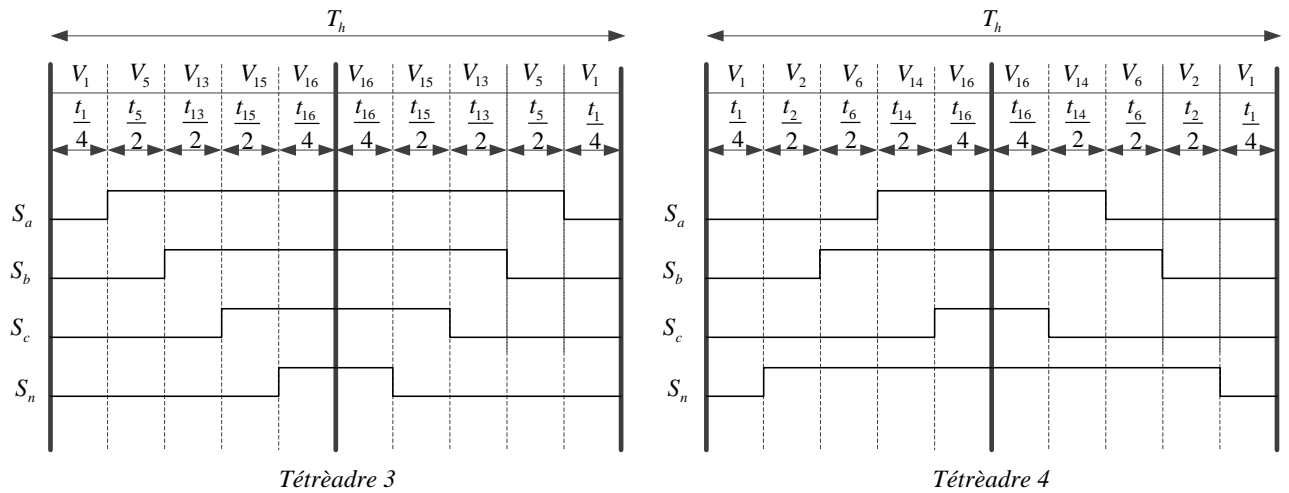


Figure (III.9) : Principe de génération des impulsions de commande par SVM 3D



Prisme III :

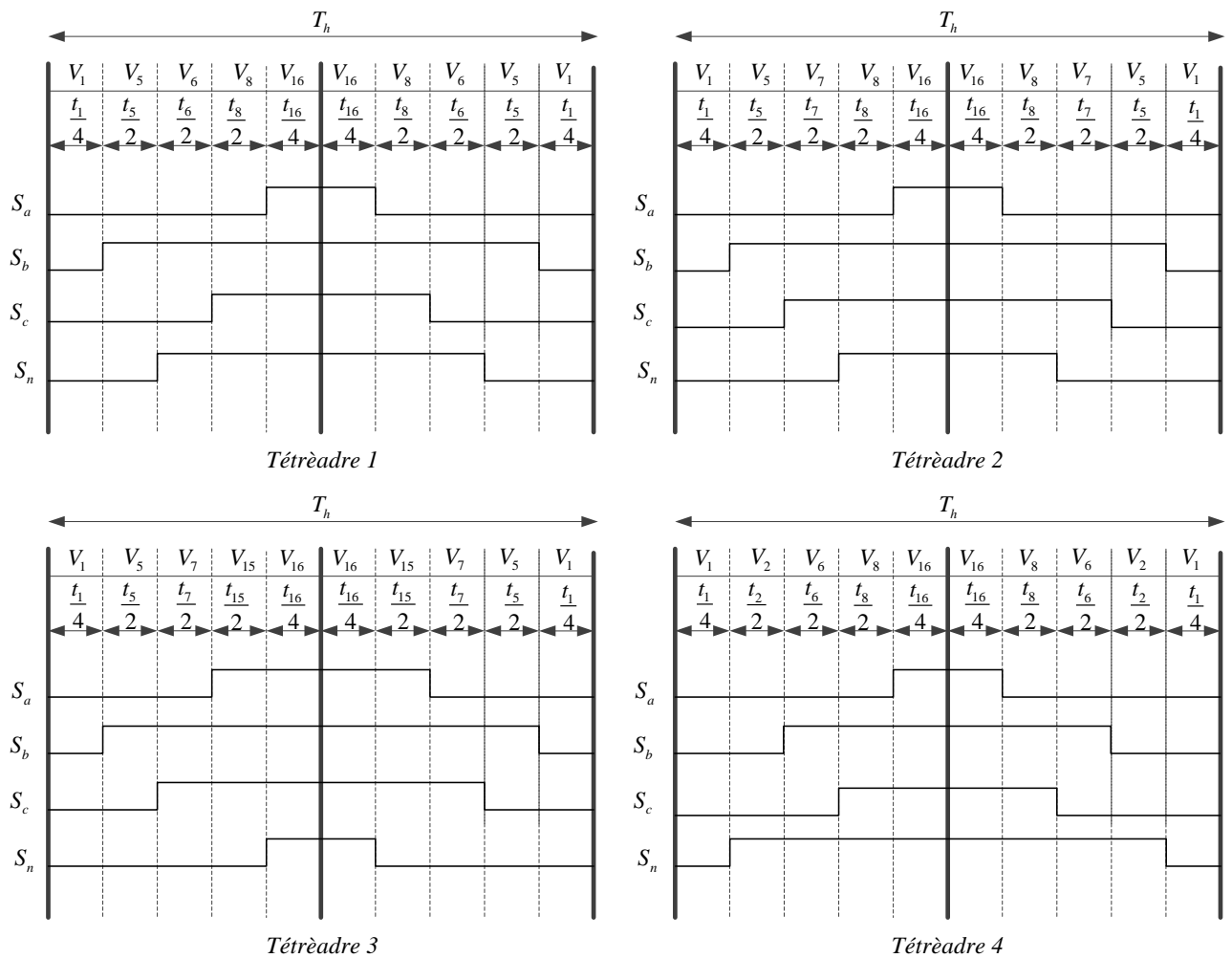
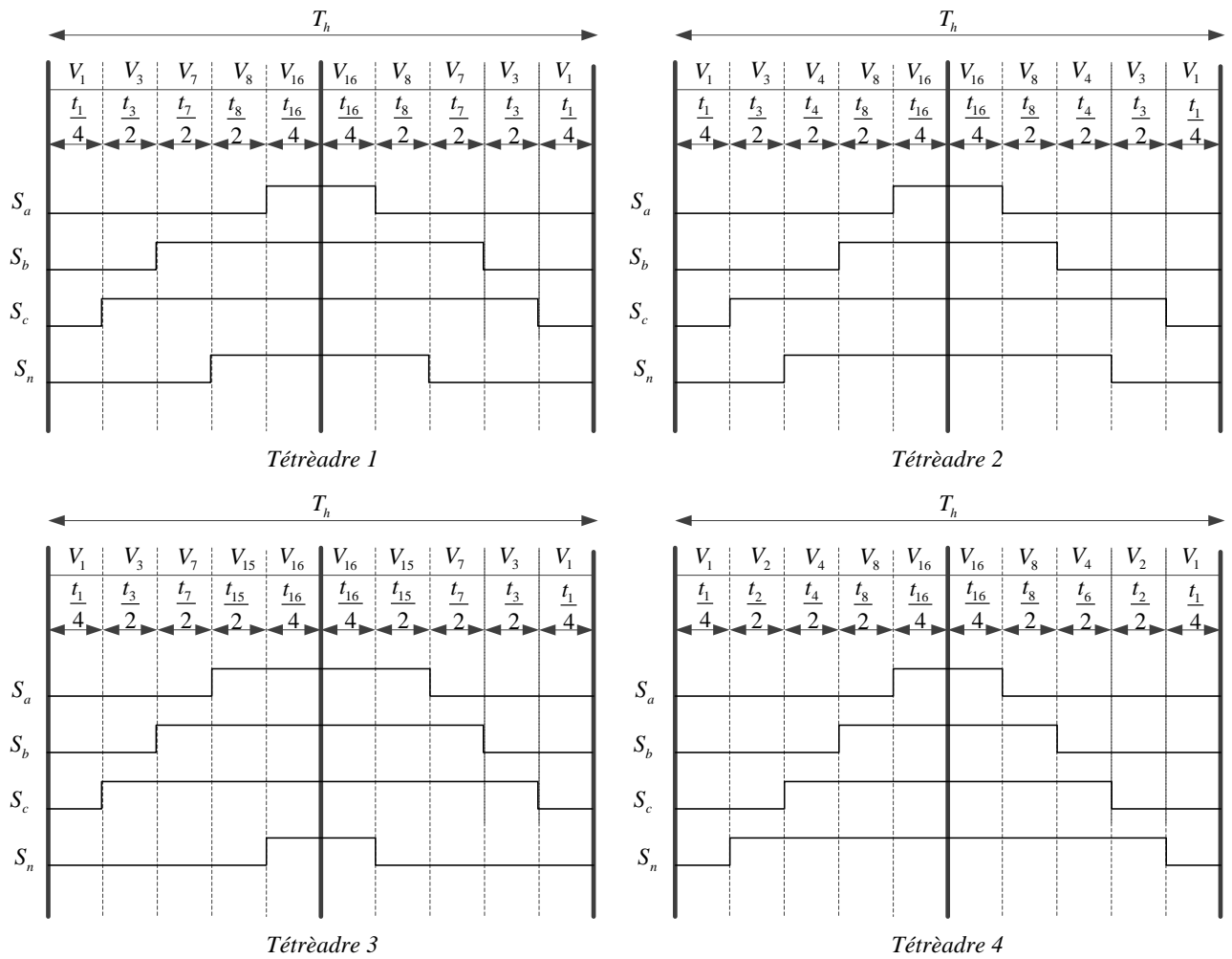


Figure (III.9)(Suite) : Principe de génération des impulsions de commande par SVM 3D

Prisme IV :



Prisme V :

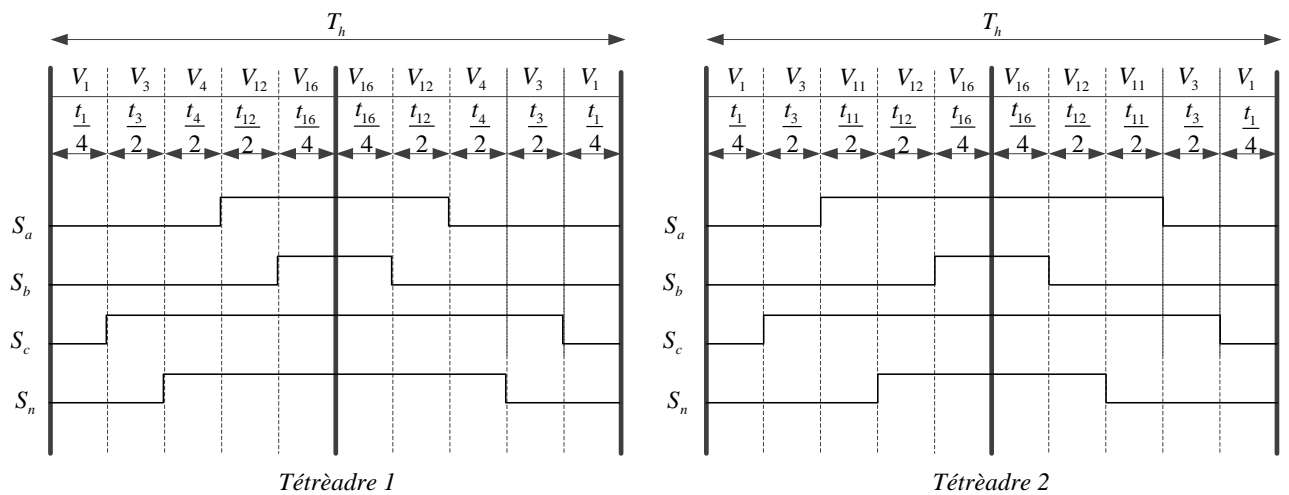
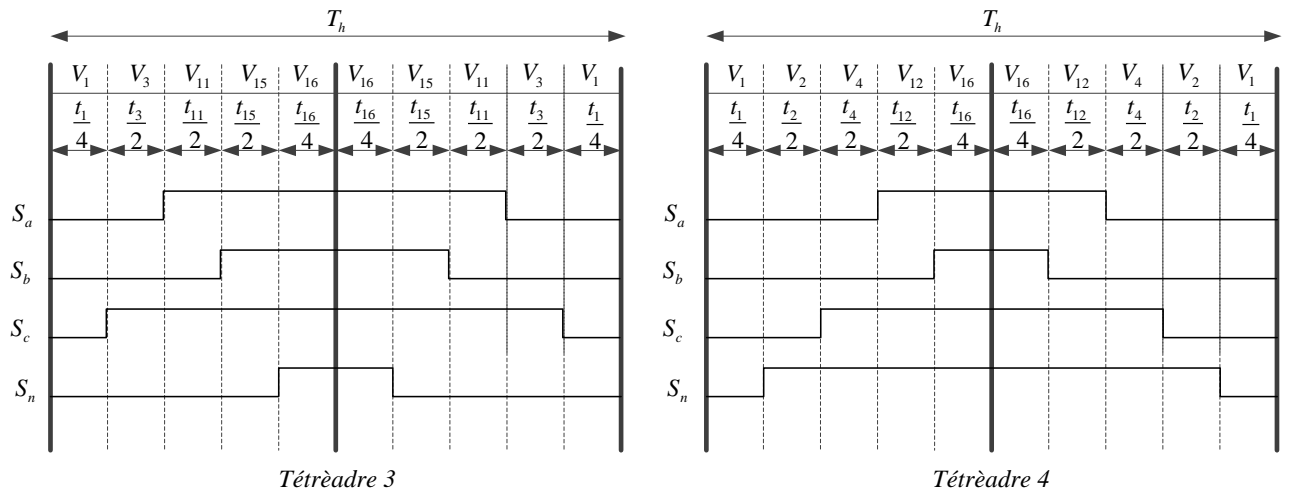


Figure (III.9)(Suite) : Principe de génération des impulsions de commande par SVM 3D



Prisme VI :

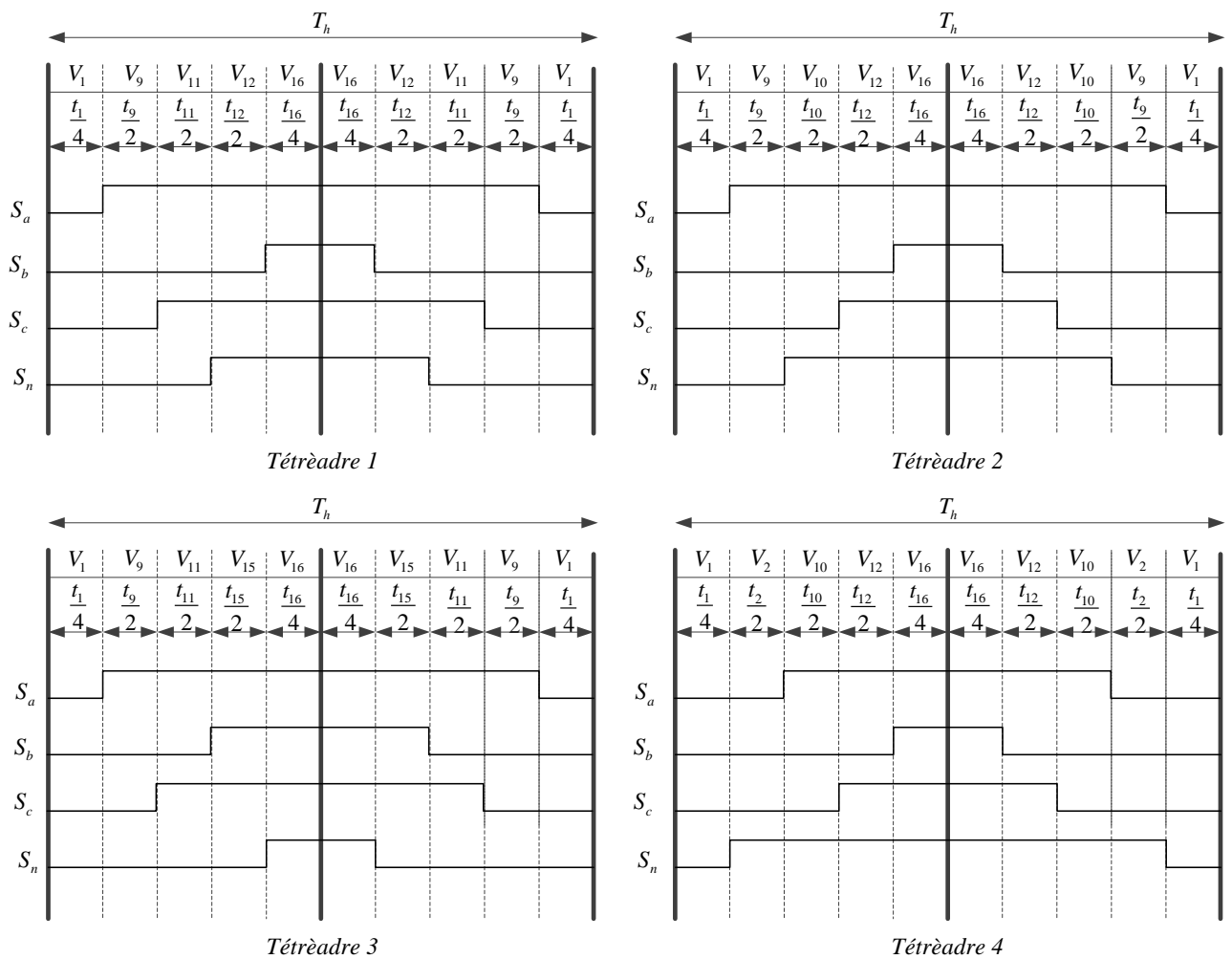


Figure (III.9)(Suite) : Principe de génération des impulsions de commande par SVM 3D

III.2. Commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension

III.2.1 Commande dans le repère abc

La figure (III.10) montre le schéma de commande du filtre actif à quatre bras, alimenté en tension.

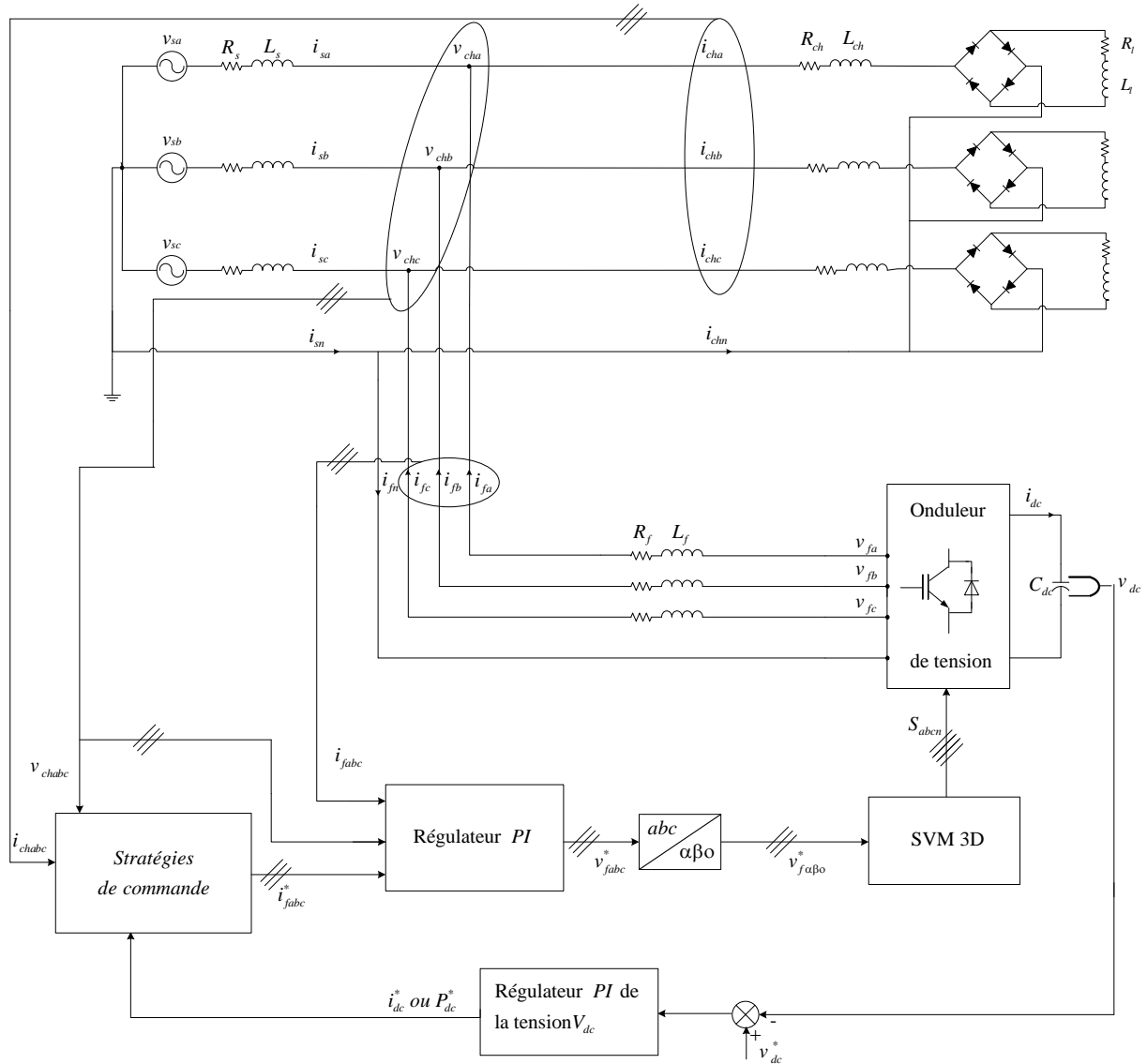


Figure (III.10) : Structure de la commande du filtre actif parallèle à quatre bras dans repère abc

L'équation définissant les tensions du filtre actif à quatre bras est donnée par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{fa} = R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{cha} \\ v_{fb} = R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + v_{chb} \\ v_{fc} = R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + v_{chc} \end{cases} \quad (III.21)$$

L'équation du courant continu i_{dc} en fonction de la tension continue est donnée par :

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{III.22})$$

En se basant sur le principe de conservation des puissances entre les côtés continu et alternatif et en négligeant les pertes de commutation de l'onduleur, il est possible d'exprimer le courant i_{dc} en fonction des tensions et des courants côté alternatif comme suit :

$$i_{dc} = -\frac{1}{v_{dc}} (v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc}) \quad (\text{III.23})$$

III.2.2. Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI

La boucle de contrôle interne du courant calcule les tensions de référence nécessaires pour le block de la modulation vectorielle, qui à son tour calcule les signaux d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Dans le cadre de cette étude, on a utilisé trois correcteurs *PI* dans le repère abc pour contrôler les courants du filtre. La Figure (III.11) présente la structure de la boucle interne de contrôle de courant.

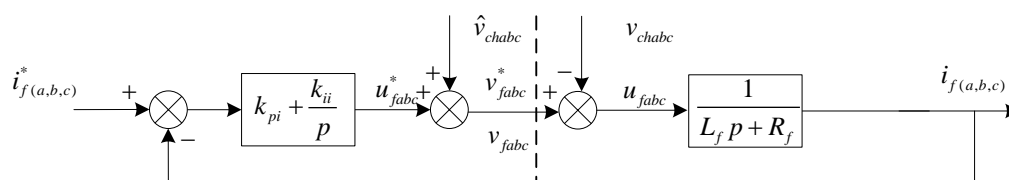


Figure (III.11) : Schéma de régulation des courants du filtre par un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à la version compensée de ce schéma est :

$$F(p) = \frac{k_{pi} p + k_{ii}}{p} \frac{1}{L_f p + R_f} \quad (\text{III.24})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(p) = \frac{k_{pi} p + k_{ii}}{L_f p^2 + (R_f + k_{pi}) p + k_{ii}} \quad (\text{III.25})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_{pi} et k_{ii} . L'équation caractéristique de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi\omega_{nc} p + \omega_{nc}^2 \quad (\text{III.26})$$

Finalement on en déduit les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pi} &= 2\xi\omega_{nc} L_f - R_f \\ k_{ii} &= L_f \omega_{nc}^2 \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

III.3. Résultats de simulation

III.3.1. Méthode du Cross-Vector (CV)

La simulation de la commande CV-PI a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 4 \text{ Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $f_c = 18 \text{ kHz}$, $\xi_{dc} = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.12) :

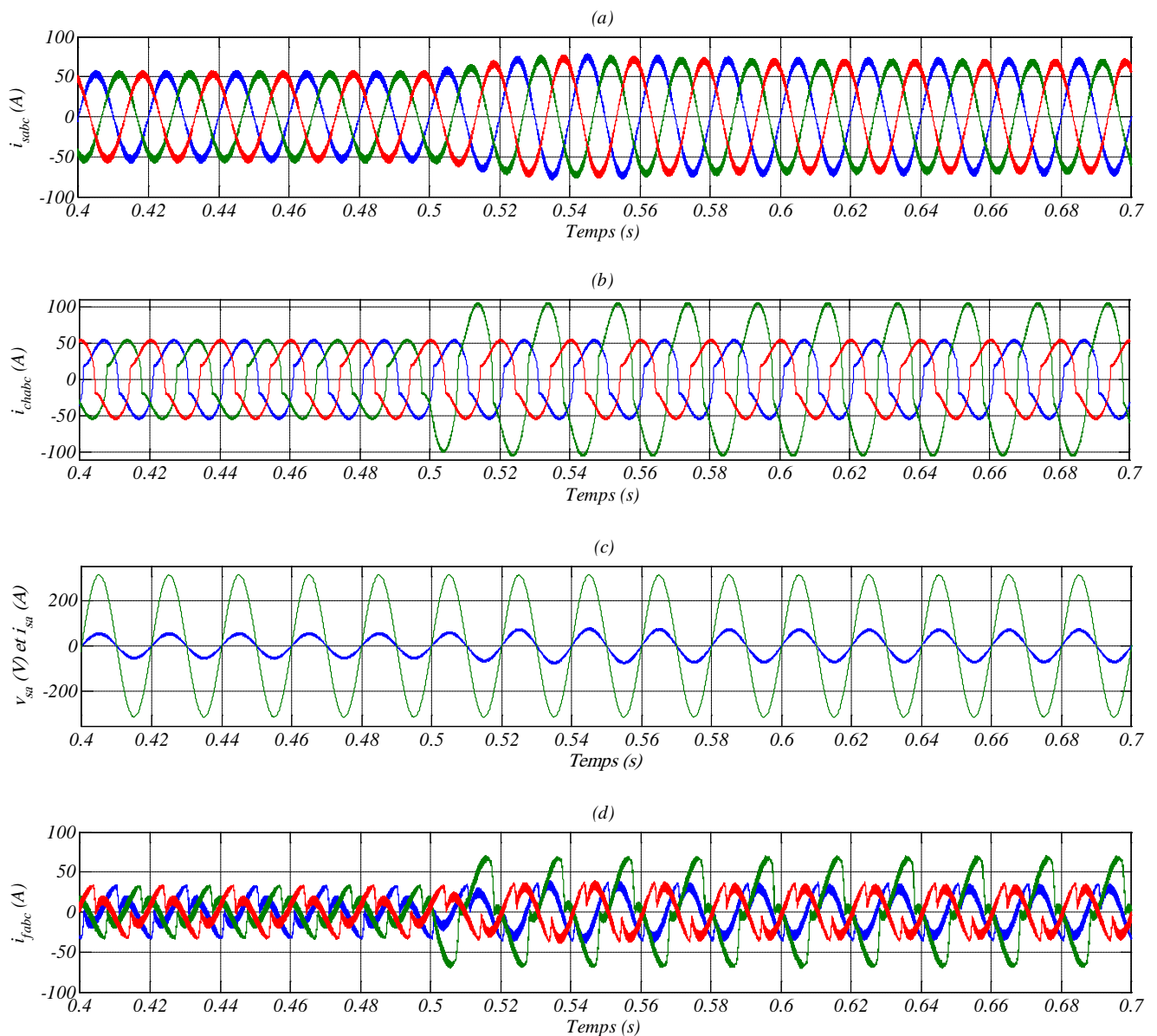


Figure (III.12) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras

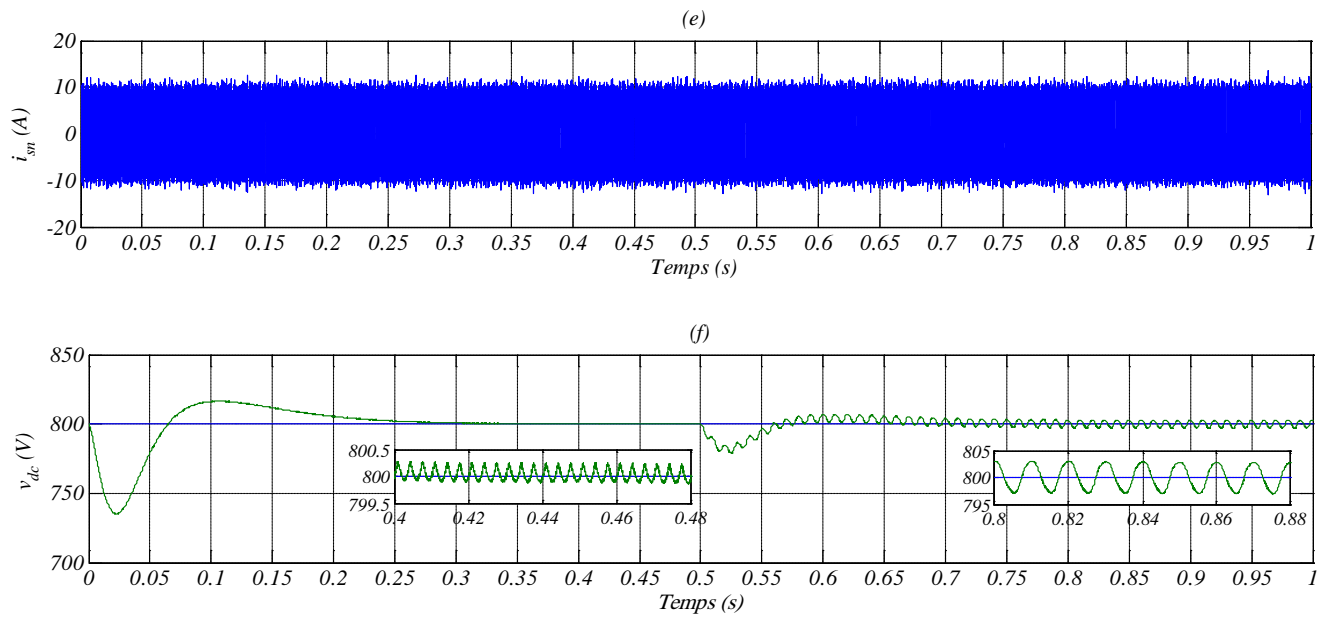


Figure (III.12)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.3.2. Méthode directe dite théorie p-q-r

La simulation de la commande *pqr-PI* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.13) :

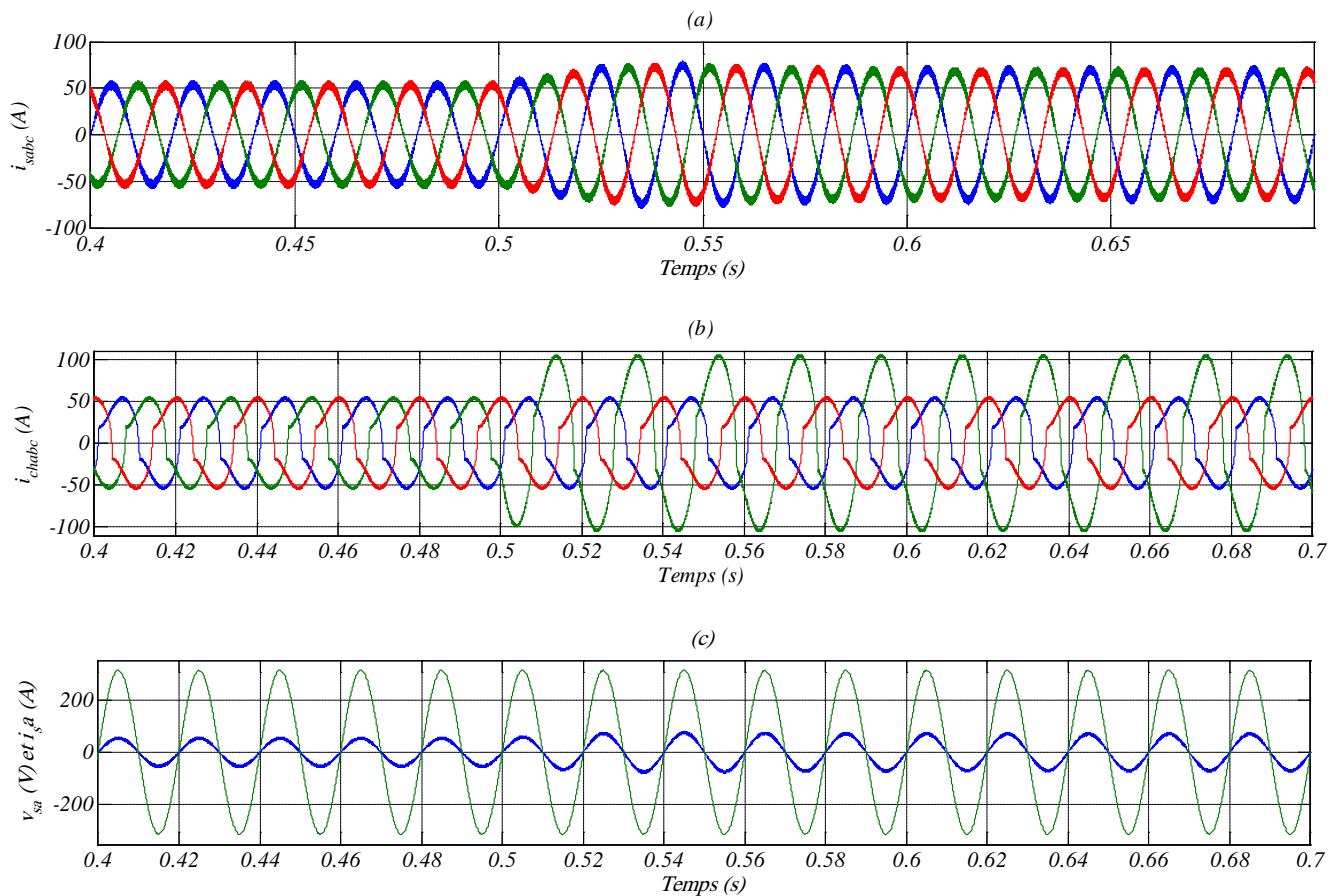


Figure (III.13) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par *pqr-PI* (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage

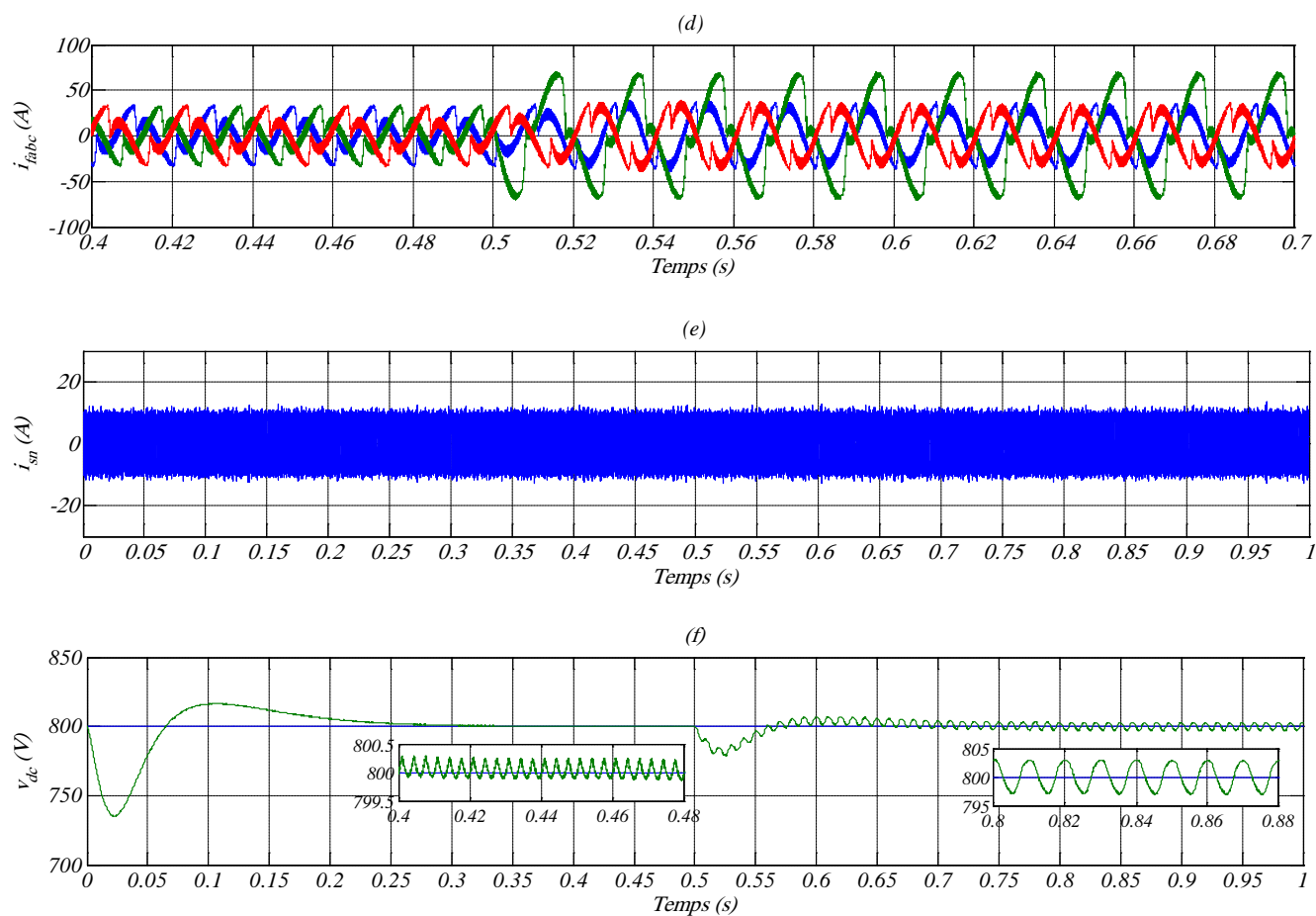


Figure (III.13)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras , (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.3.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande pqr-PI a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.14) :

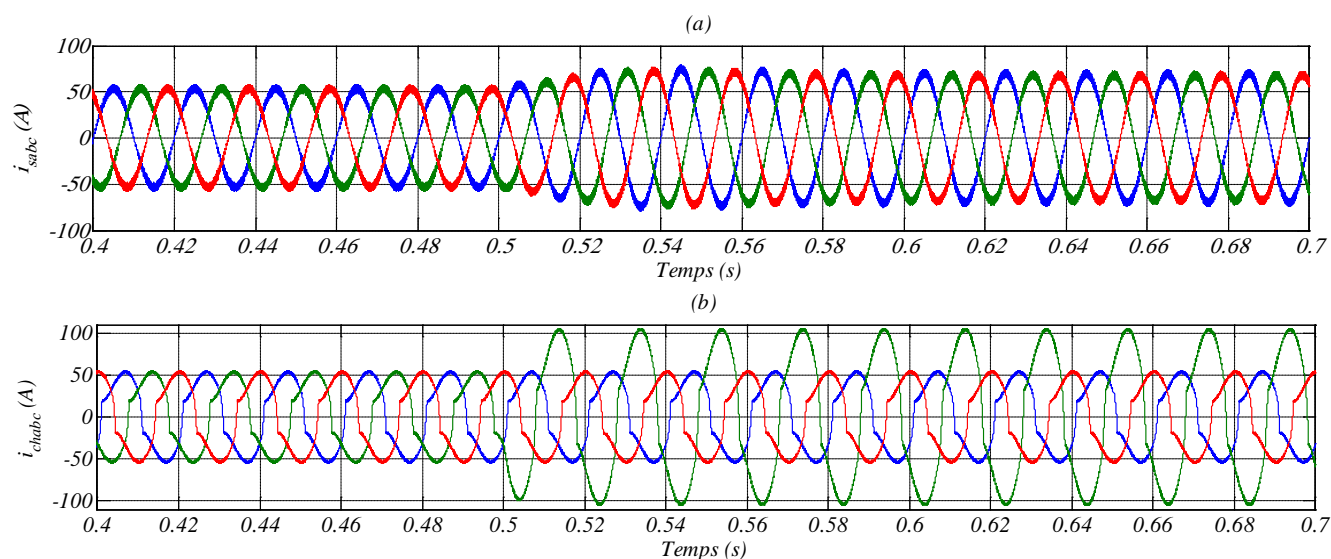


Figure (III.14) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge

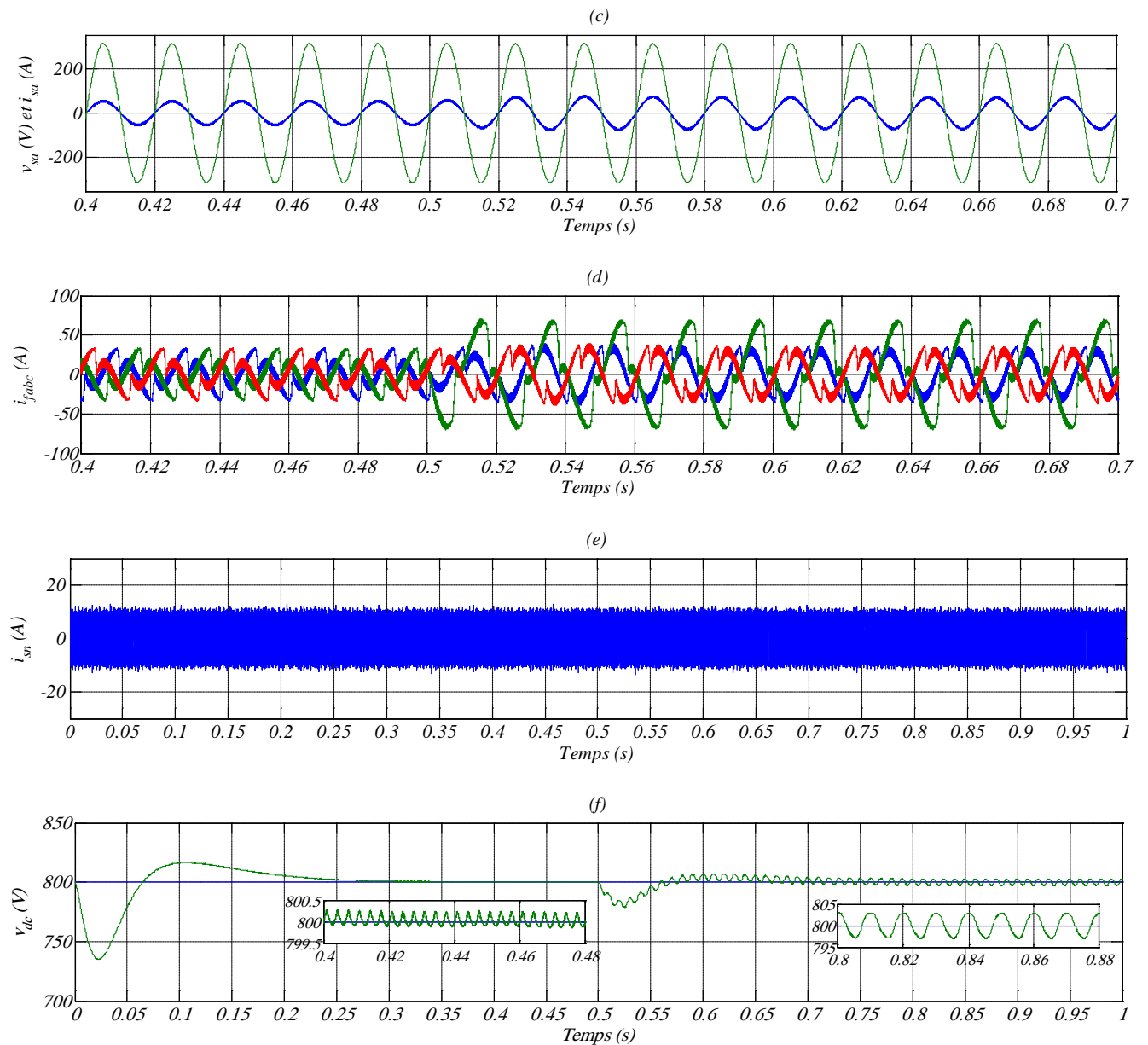


Figure (III.14)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.3.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme

La simulation de la commande *SRF-PI* a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 6 \text{ Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $f_c = 18 \text{ kHz}$, $\xi_c = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.15) :

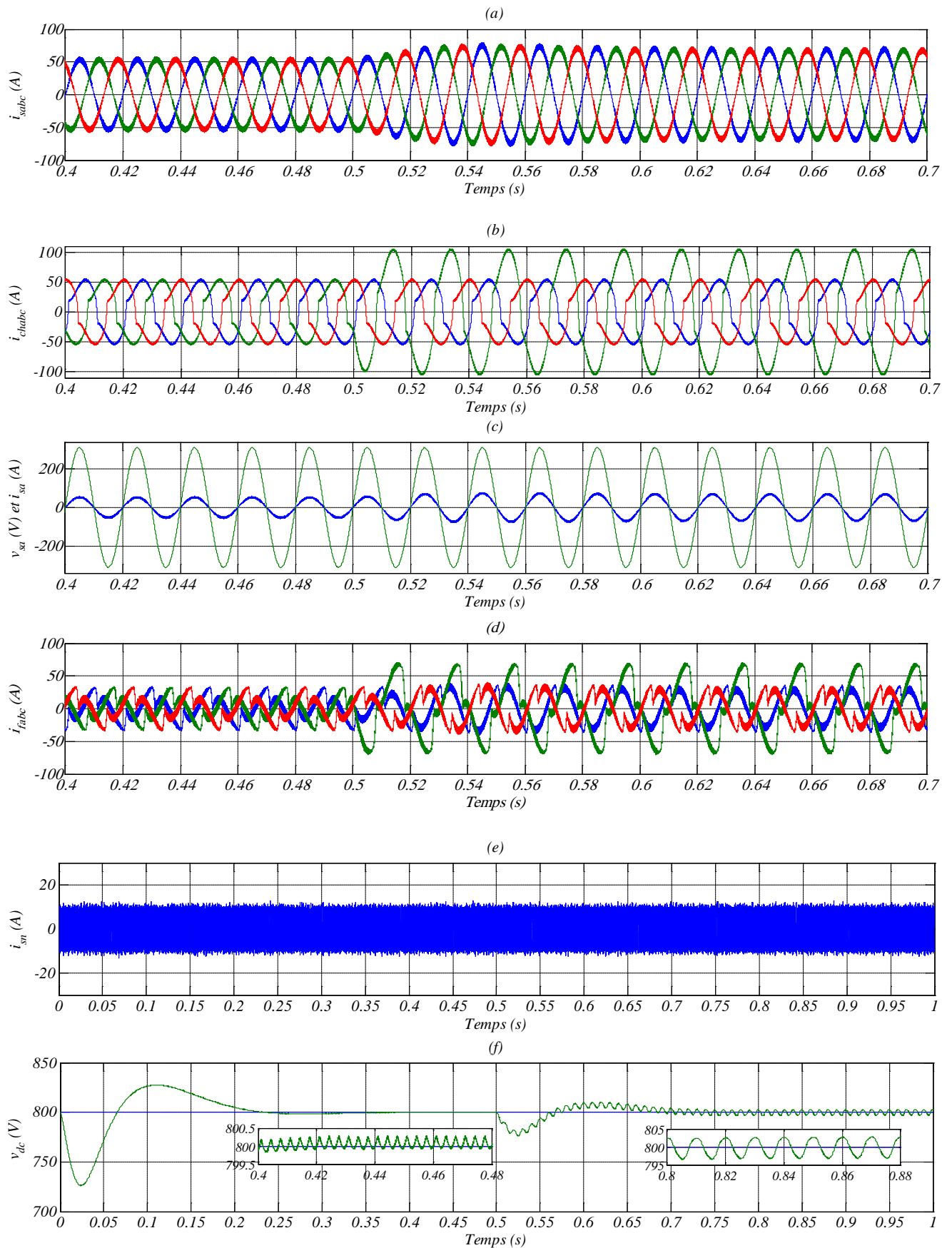


Figure (III.15) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.3.5. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (II.16) :

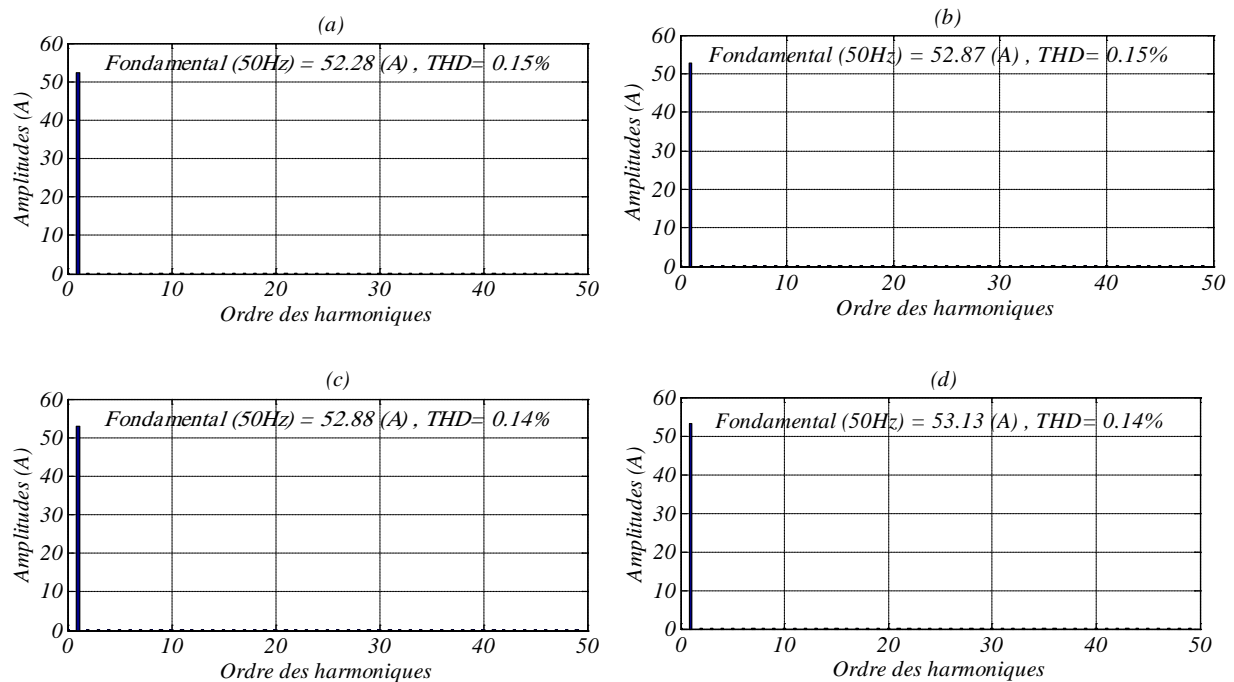


Figure (III.16) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase , (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode p-q-r, (c) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire, (d) Méthode du référentiel lié au synchronisme

III.3.6. Interprétations des résultats

Les figures (III.14,15,16,17-a) montrent la forme du courant de la source après le filtrage. La forme d'onde du courant de la source est sinusoïdale. Les figures (III.14,15,16,17-b) représentent la forme du courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale. On remarque bien que le courant du réseau est toujours en phase avec la tension correspondante, ainsi le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (III.14,15,16,17-c). Les figures (III.14,15,16,17-d) représentent les courants injectés par le filtre actif. La tensions du condensateur se stabilise à sa valeur de référence avec une faible erreur statique comme le montrent les figures (III.14,15,16,17-f). Les figures (III.14,15,16,17-e) montrent l'allure du courant du neutre de valeur maximale égale à 11.5 A. On constate bien que l'amplitude courant de neutre est supérieure par rapport à celle observée dans le cas d'un filtre actif alimenté en courant. La figure (III.18) représente les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies de commande. Au même titre du filtre actif alimenté en courant, le filtre actif à quatre bras alimenté en tension à son tour est capable de prendre en charge le déséquilibre provoqué par la charge polluante à l'instante 0.5s. En outre, il faut bien noter qu'avec une alimentation en tension, la fréquence de commutation des interrupteurs est constante.

III.4. Commande dans le repère synchrone

La structure de la commande du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère synchrone est donnée par la figure (III.17) :

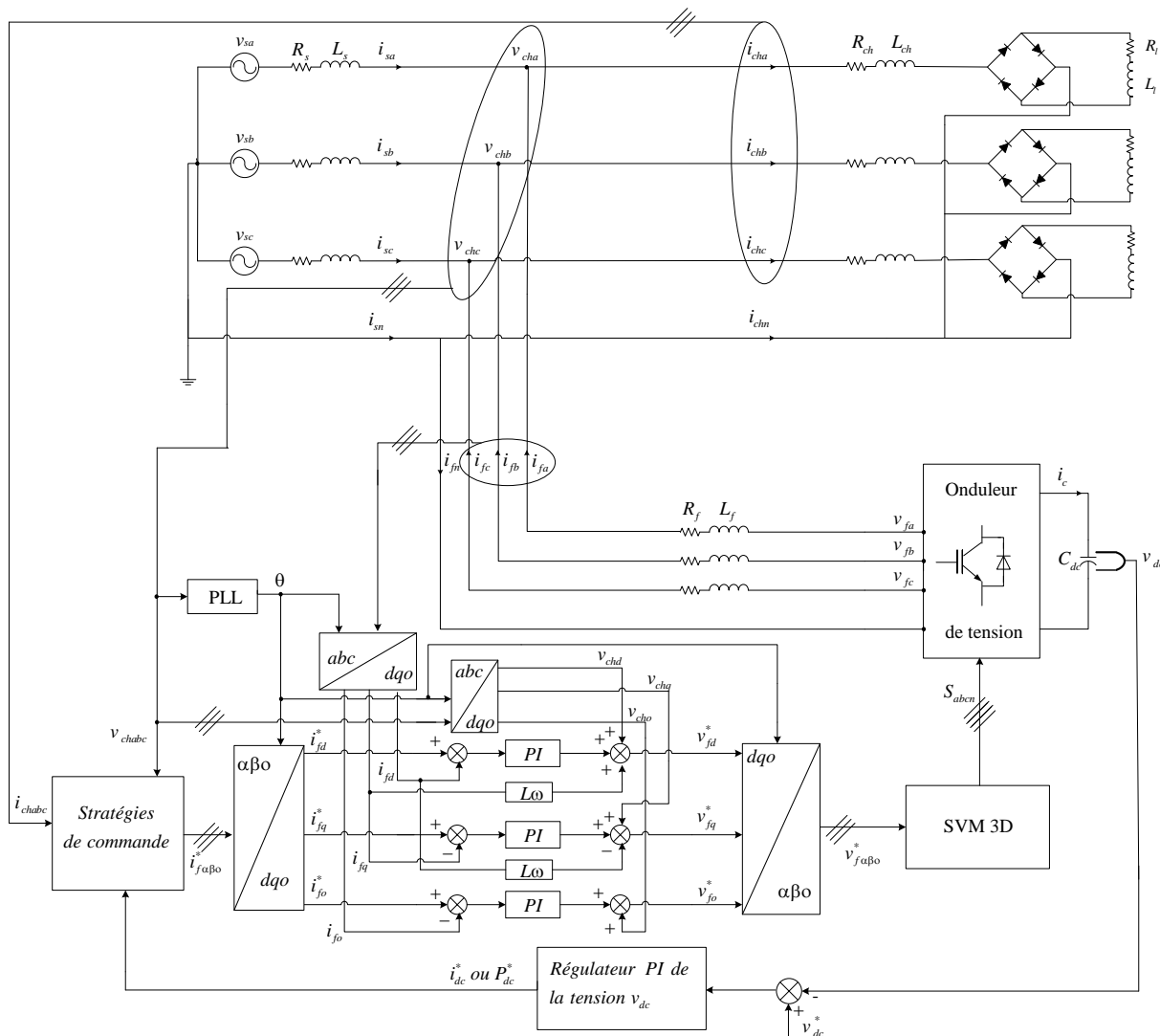


Figure (III.17) : Structure de la commande du filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère synchrone

L'équation définissant les tensions du filtre actif à quatre bras dans le repère dqi est:

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + L_f \omega i_{fq} + v_{chd} \\ v_{fq} = R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega i_{fd} + v_{chq} \\ v_{fo} = R_f i_{fo} + L_f \frac{di_{fo}}{dt} + v_{cho} \end{cases} \quad (III.28)$$

L'équation du courant continu i_{dc} en fonction de la tension continue est donnée par :

$$i_{dc} = -\frac{1}{v_{dc}} (v_{chd} i_{fd} + v_{chq} i_{fq} + v_{cho} i_{fo}) \quad (III.29)$$

Où les trois composantes u_d , u_q et u_o sont les nouveaux variables de commandes obtenus à partir de trois régulateurs PI (proportionnel intégral).

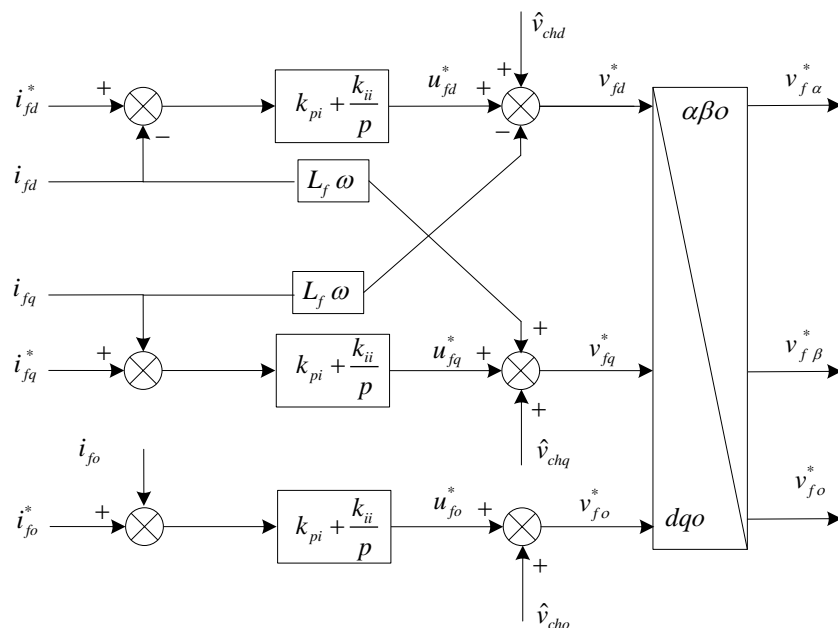


Figure (III.18) : Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone

III.4.1. Synthèse des régulateurs des courants

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. L'équation temporelle de ce correcteur est donnée comme suit [45]:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \tag{III.30}$$

Où : $e(t)$, $u(t)$, k_p , k_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains proportionnel et intégral du correcteur. La fonction de transfert correspondante est donnée par:

$$R(p) = \frac{k_p p + k_i}{p} \tag{III.31}$$

Où : p est l'opérateur de Laplace.

Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant est illustré par la figure (III.20).

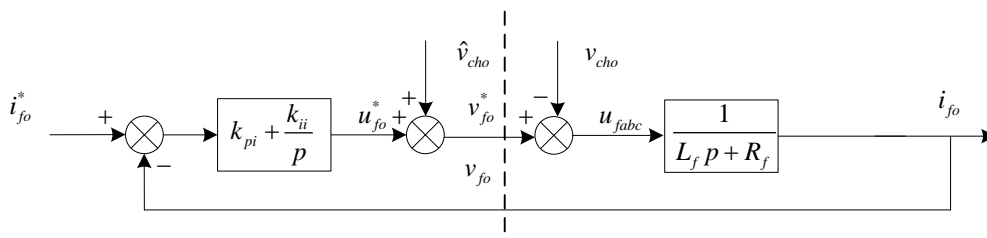


Figure (III.19) : Schéma bloc de régulation de courant i_{fo} par des régulateurs PI

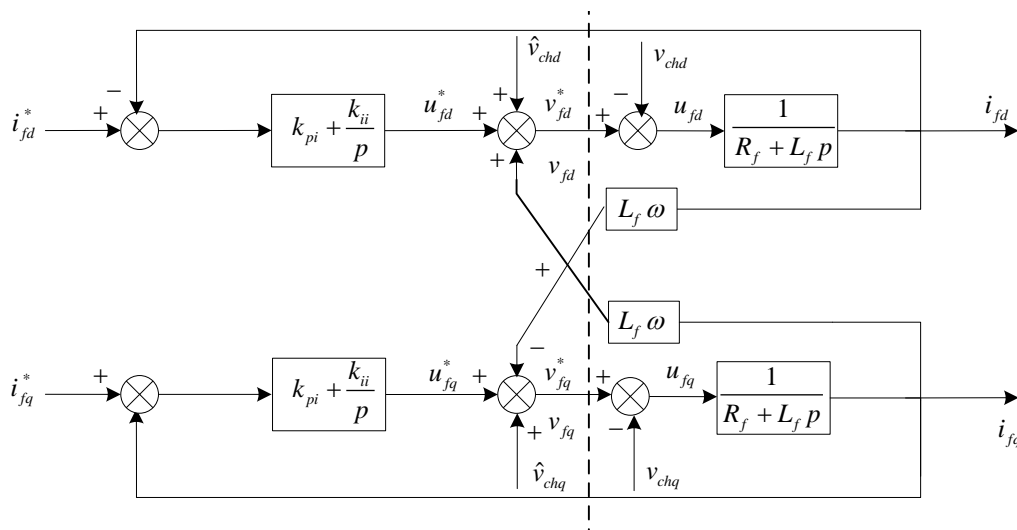


Figure (III.20) : Schéma bloc de régulation de courant i_{fd} , i_{fq} par des régulateurs PI

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à la version compensée schéma est :

$$F(p) = \frac{k_{pi}p + k_{ii}}{p} \frac{1}{L_f p + R_f} \quad (III.32)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(p) = \frac{k_{pi}p + k_{ii}}{L_f p^2 + (R_f + k_{pi})p + k_{ii}} \quad (III.33)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_{pi} et k_{ii} . On doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p) = p^2 + 2\xi\omega_{nc}p + \omega_{nc}^2 \quad (III.34)$$

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

$$\begin{aligned} k_{pi} &= 2\xi_c\omega_{nc}L_f - R_f \\ k_{ii} &= L_f\omega_{nc}^2 \end{aligned} \quad (III.35)$$

III.4.2. Résultats de simulation

III.4.2.1. Méthode du Cross-Vector (CV)

La simulation de la commande CV-PI a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Fréquence de commutation : $f_s = 14$ kHz .
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 4$ Hz, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $f_c = 10$ kHz, $\xi_c = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.21) :

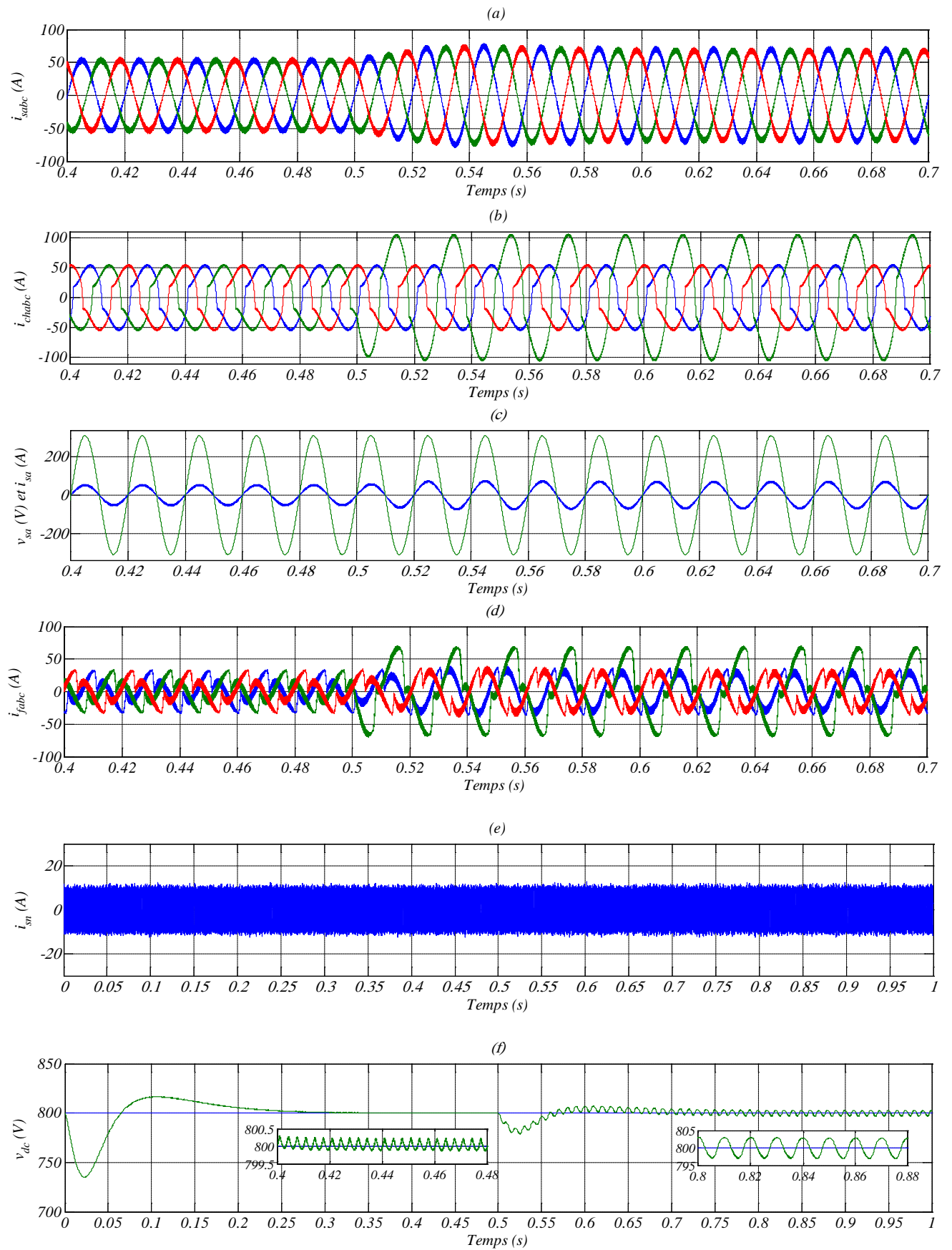


Figure (III.21) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

III.4.2.2. Méthode directe dite théorie $p-q-r$

La simulation de la commande pqr -PI a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.22) :

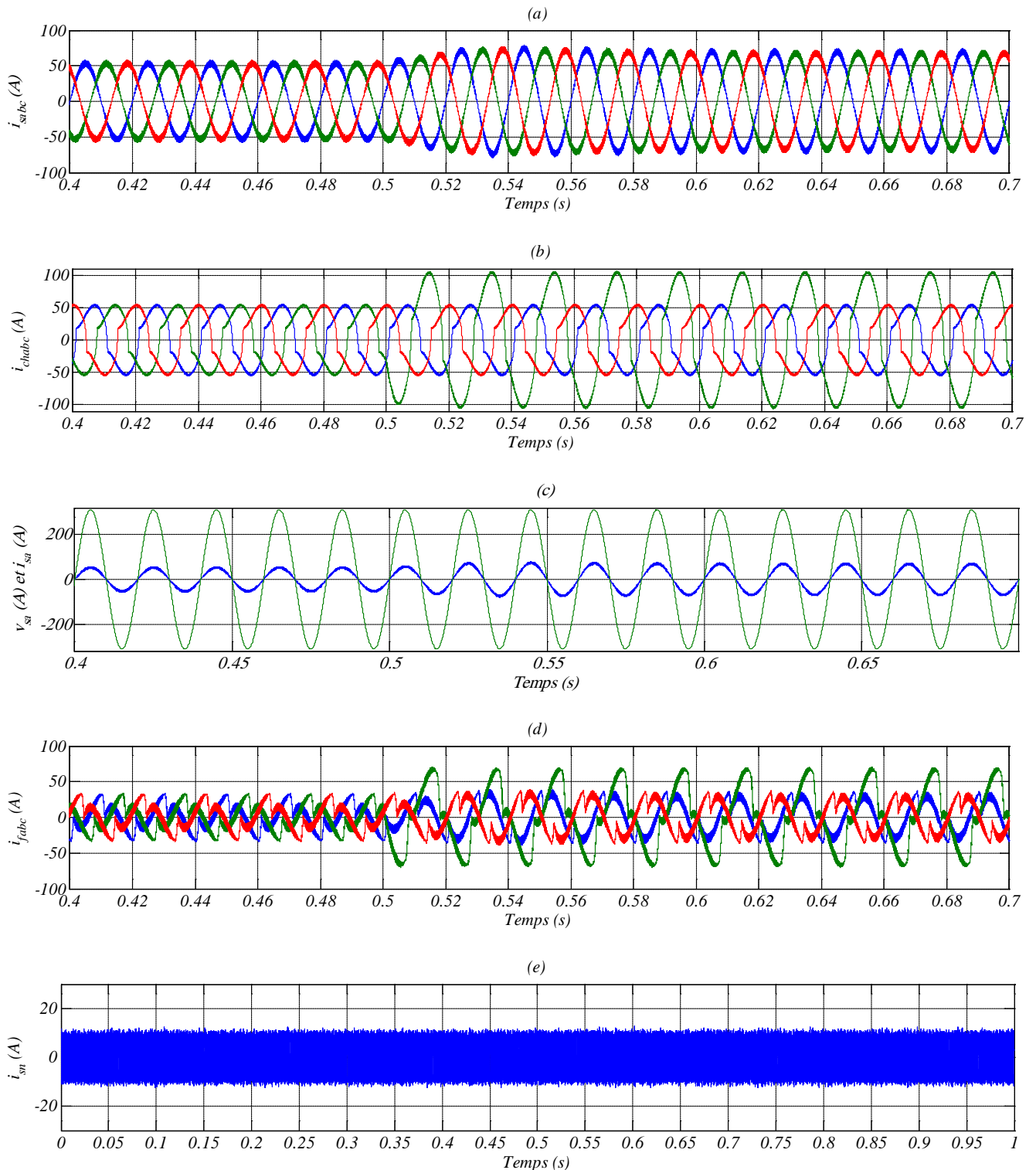


Figure (III.22) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr -PI (a) Courants de la source après filtrage ,(b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

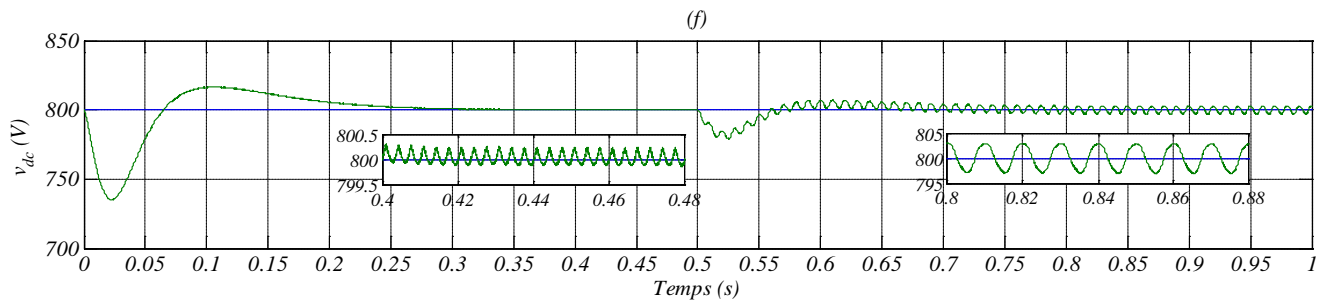


Figure (III.22)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI (f) Tension aux bornes du condensateur

III.4.2.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande pqr-PI a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.23) :

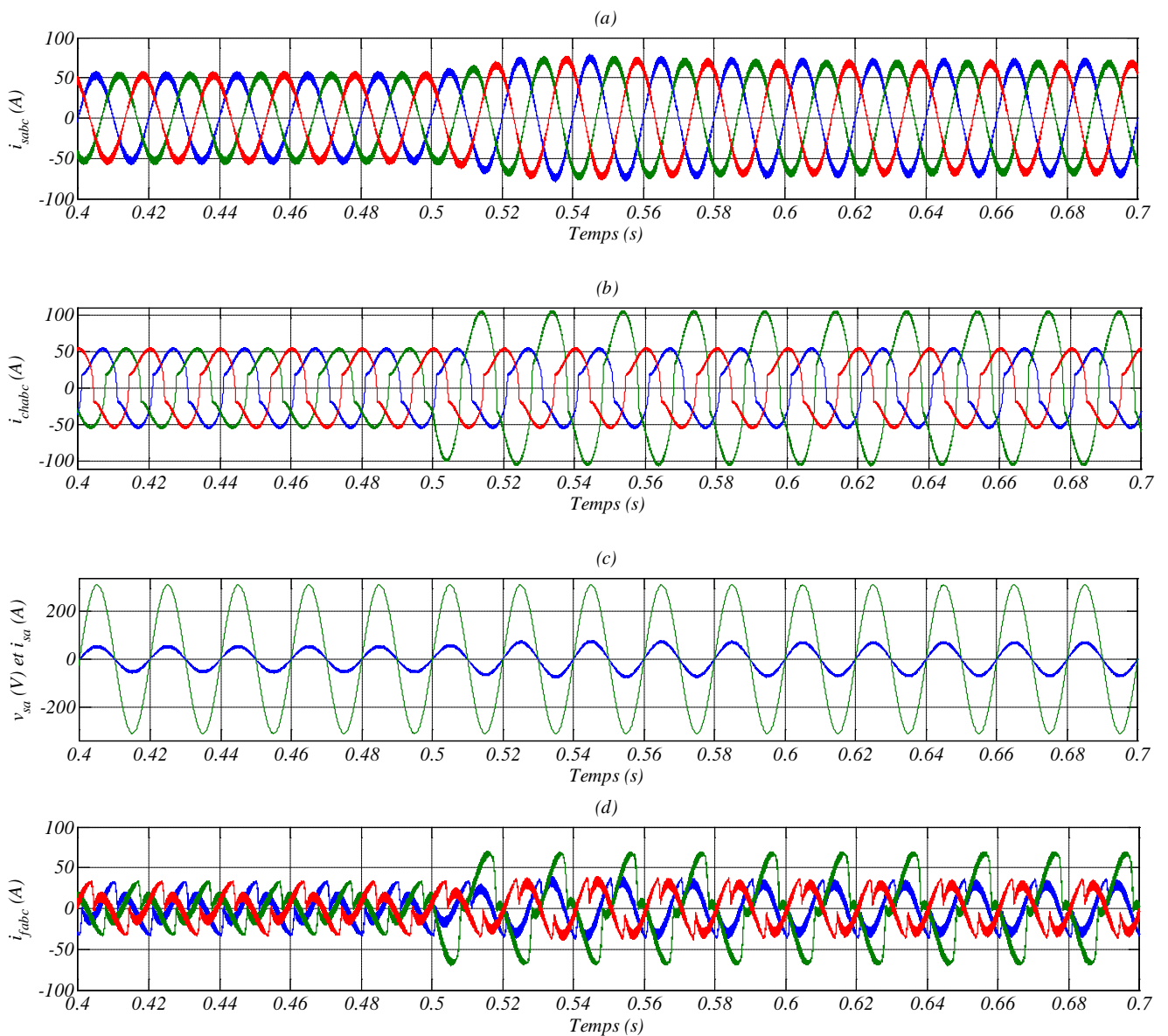


Figure (III.23) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI (a) Courants de la source après filtrage ,(b) Courants de la charge, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras

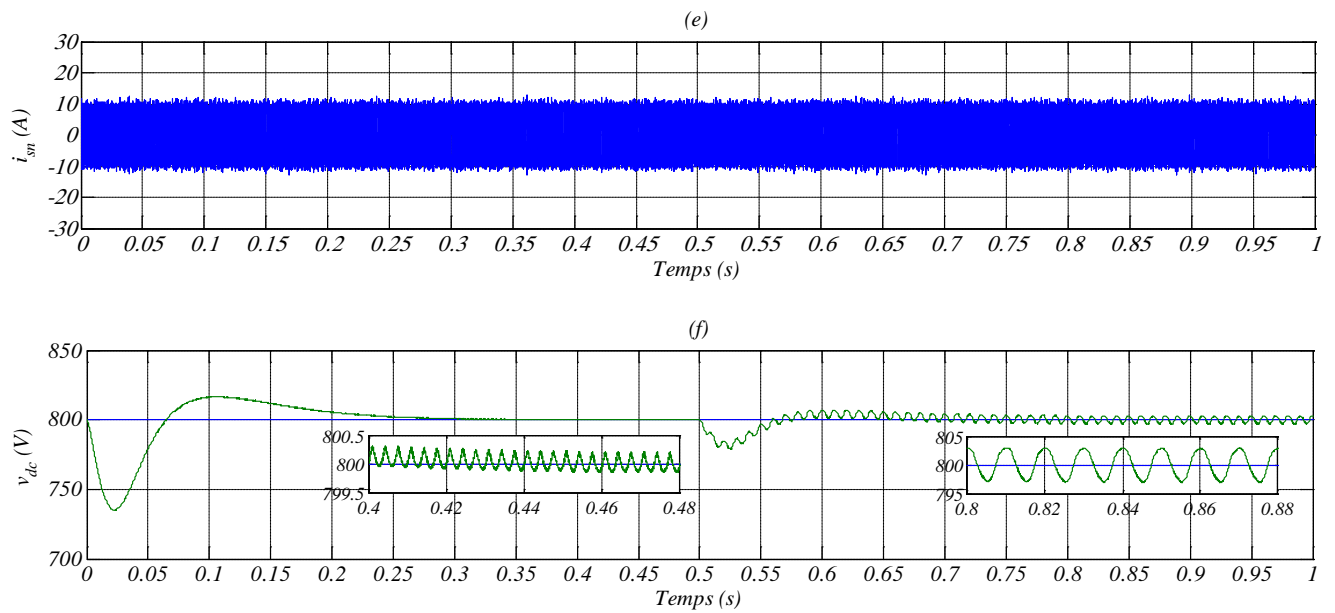


Figure (III.23)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.4.2.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme

La simulation de la commande *SRF-PI* a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 8\text{Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $f_c = 10 \text{ kHz}$, $\xi_c = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.24) :

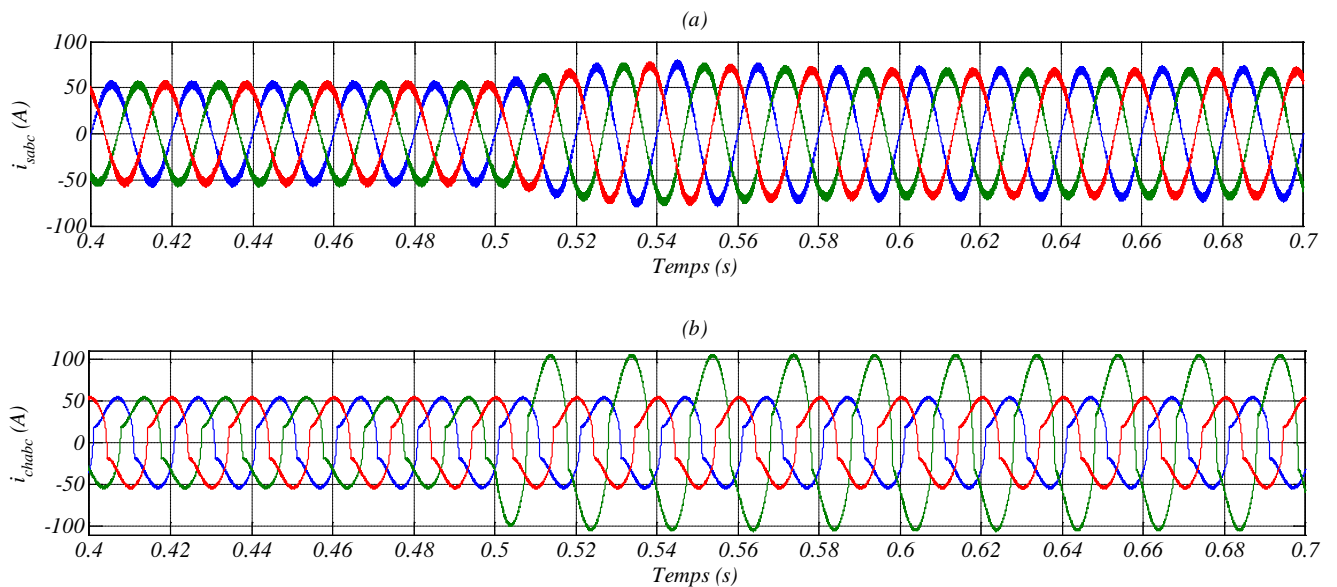


Figure (III.24) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI (a) Courants de la source après filtrage ,(b) Courants de charge des trois phases avant filtrage

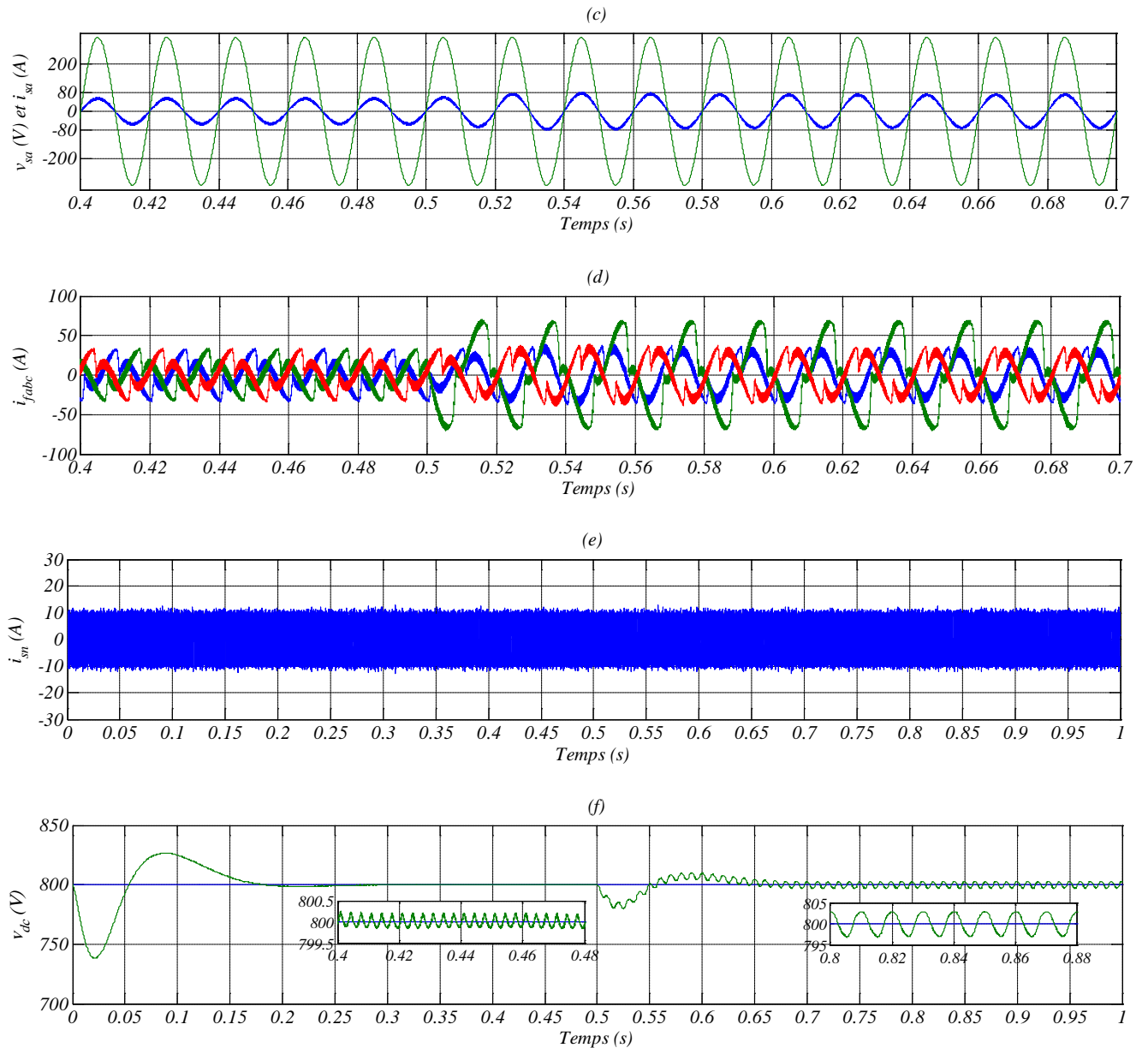


Figure (III.24)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.4.2.5. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (III.25) :

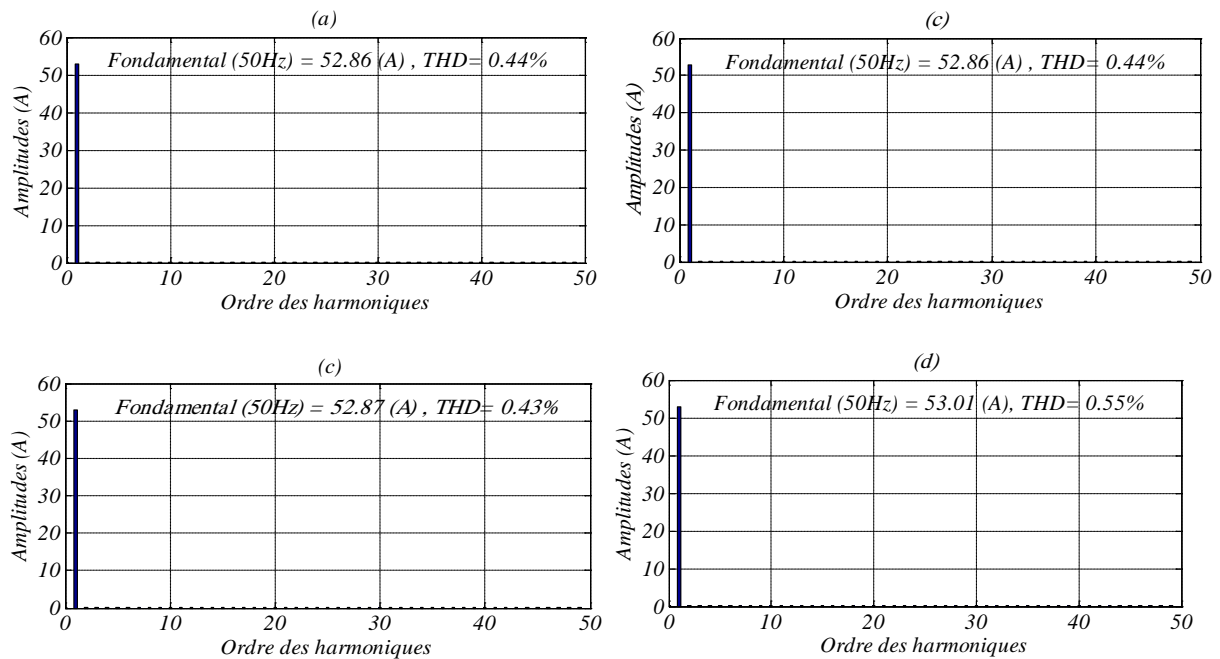


Figure (III.25) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode p-q-r, (c) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire, (d) Méthode du référentiel lié au synchronisme

III.4.3. Interprétations des résultats

Les figures (III.21,22,23,24-a) montrent la forme sinusoïdale du courant de la source après le filtrage pour les différentes stratégies de commande. On remarque que la forme d'onde du courant de la source est sinusoïdale. Lors de la variation de la charge polluante il passe par un régime transitoire inférieur à 0.8s puis, il reprend sa forme stable. Les figures (III.21,22,23,24-c) représentent le courant et la tension réduite du point de connexion. Le courant a une forme sinusoïdale et en phase avec la tension correspondante. Ce qui va garantir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire coté réseau. Les figures (III.21,22,23,24-d) représentent les courants injectés par le filtre actif à quatre bras. Les figures (III.21,22,23,24-e) montrent l'allure du courant de neutre de valeur maximale égale à 11.5 A. Les figures (III.21,22,23,24-f) illustrent la tension aux bornes du condensateur. Lors de la variation de la charge polluante, cette tension passe par un transitoire de 0.15s à 0.20s s pour les différentes méthodes avant qu'elle converge de nouveau vers sa consigne. Un zoom sur cette tension montre une ondulation inférieure à 0.5V avant le changement de la charge, après sa changement cette ondulation augmente mais avec toujours une erreur statique nulle du fait de l'action intégrale du régulateur PI de la tension. L'augmentation de l'ondulation de la tension continue est expliquée par l'augmentation de la puissance fournie par le condensateur pour compenser les harmoniques du courant côté réseau électrique. La figure (III.25) représente les spectres harmoniques du courant de la source filtré et indique les valeurs du THD pour chaque une des stratégies de commande appliquées. A noter que de faibles valeurs du THD sont enregistrées. Ce qui explique la forme sinusoïdale du courant de la source.

III.5. Commande dans le repère stationnaire

Le schéma de la commande dans le repère stationnaire par des régulateurs PI est représenté par la figure (III.26).

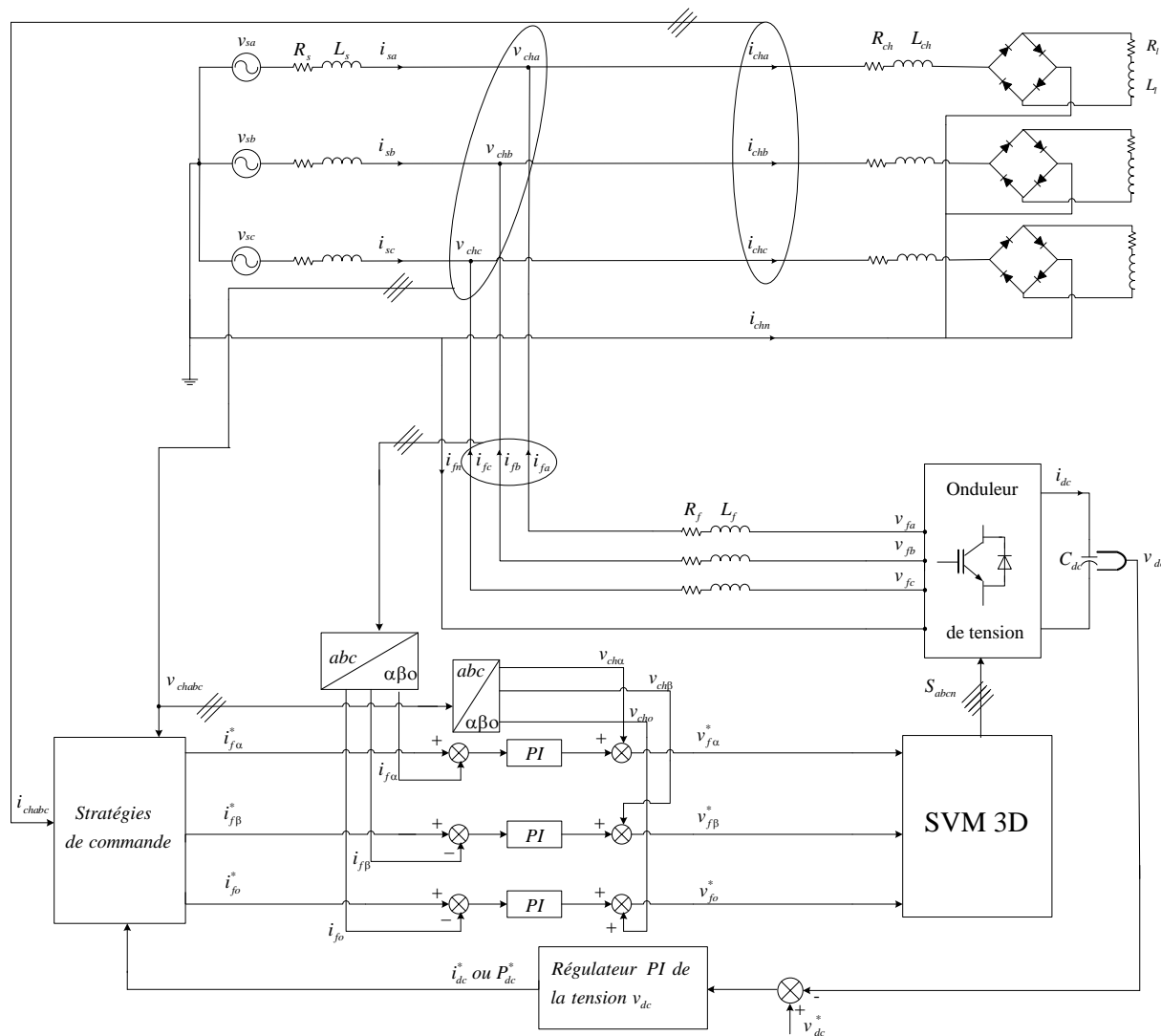


Figure (III.26) : Structure de la commande du filtre actif parallèle à quatre bras dans repère stationnaire

Le modèle du filtre actif dans le repère stationnaire est donné par :

$$\begin{cases} v_{f\alpha} = R_f i_{f\alpha} + L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} + v_{ch\alpha} \\ v_{f\beta} = R_f i_{f\beta} + L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} + v_{ch\beta} \\ v_{fo} = R_f i_{fo} + L_f \frac{di_{fo}}{dt} + v_{cho} \end{cases} \quad (III.36)$$

On peut utiliser trois régulateurs de type PI pour compenser l'erreur entre les courants du filtre dans le repère stationnaire et leurs références. La fonction de transfert de ces régulateurs est donnée par :

$$G_{PI(\alpha,\beta)}(p) = \frac{k_{pi}p + k_{ii}}{p} \quad (III.37)$$

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

$$G_{\alpha\beta}(p) = \frac{i_{\alpha\beta o}(p)}{u_{\alpha\beta o}(p)} = \frac{1}{R_f + L_f p} \quad (\text{III.38})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc:

$$H(p) = \frac{k_{pi}p + k_{ii}}{L_f p^2 + (R_f + k_{pi})p + k_{ii}} \quad (\text{III.39})$$

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

$$k_{pi} = 2\xi\omega_{nc}L_f - R_f \text{ et } k_{ii} = L_f\omega_{nc}^2 \quad (\text{III.40})$$

III.5.1. Résultats de simulation

III.5.1.1. Méthode du Cross-Vector

La simulation de la commande CV-PI a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 4 \text{ Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $f_c = 14 \text{ kHz}$, $\xi_c = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.27) :

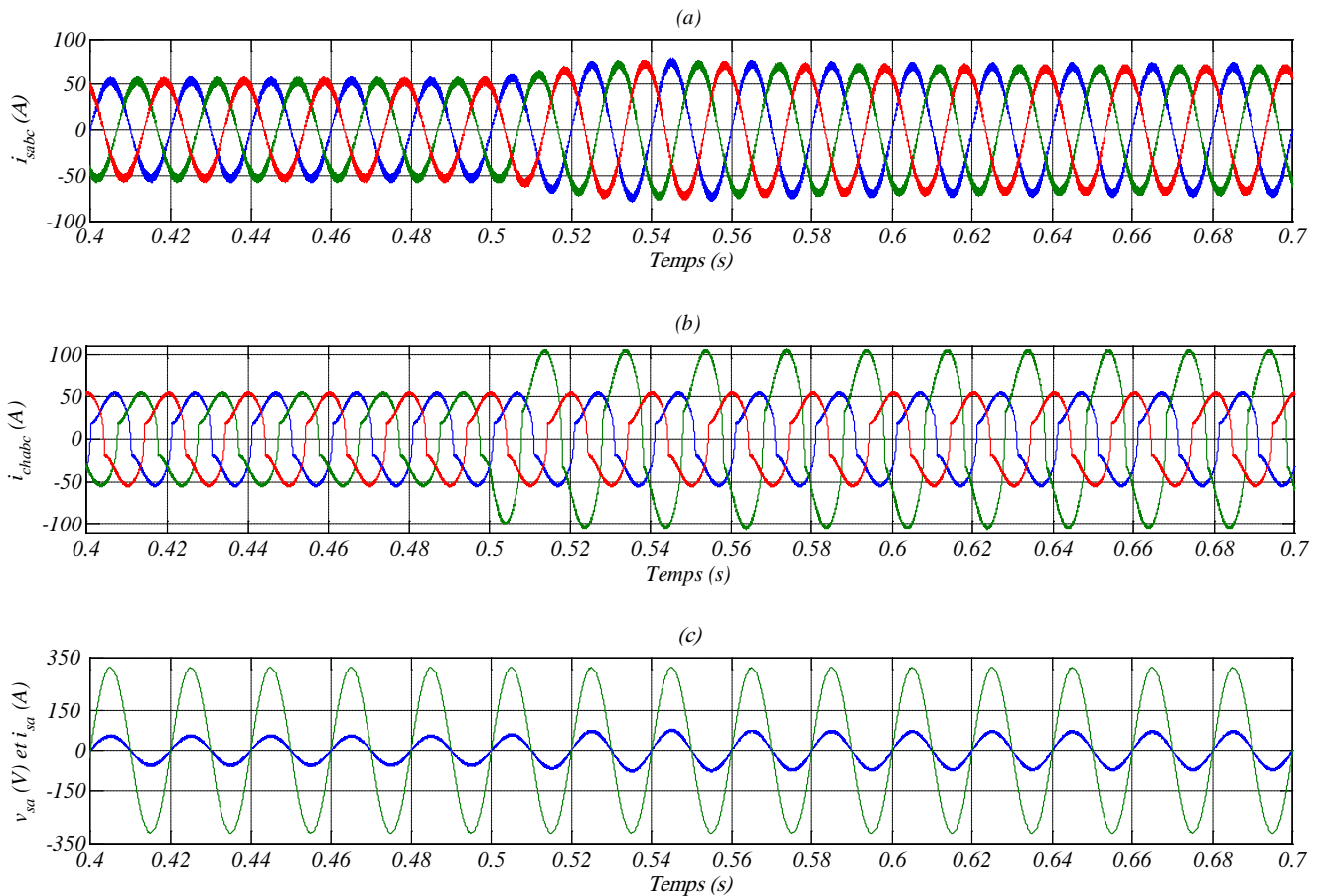


Figure (III.27) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage

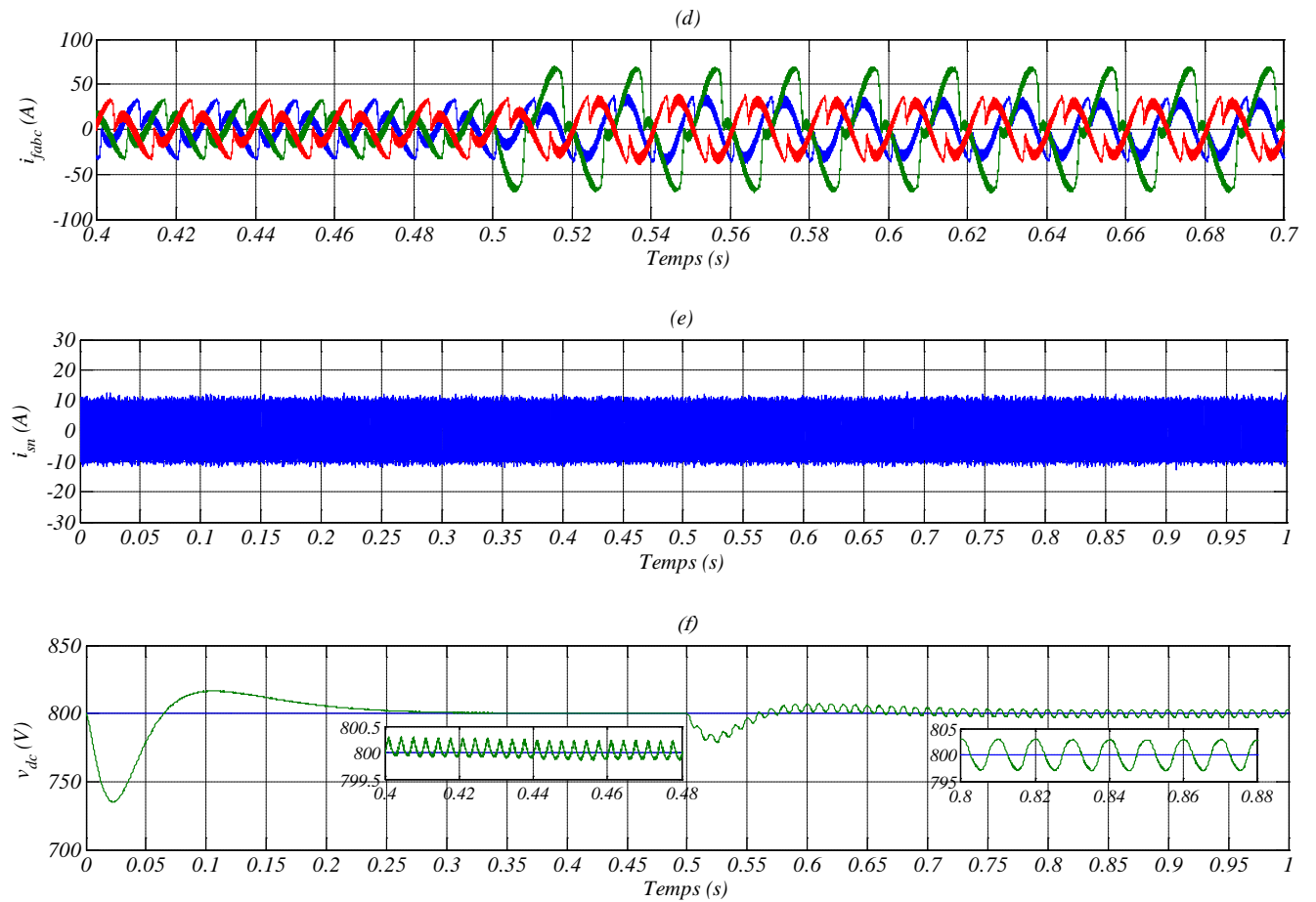


Figure (III.27)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.5.1.2. Méthode directe dite théorie p-q-r

La simulation de la commande *pqr-PI* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.28) :

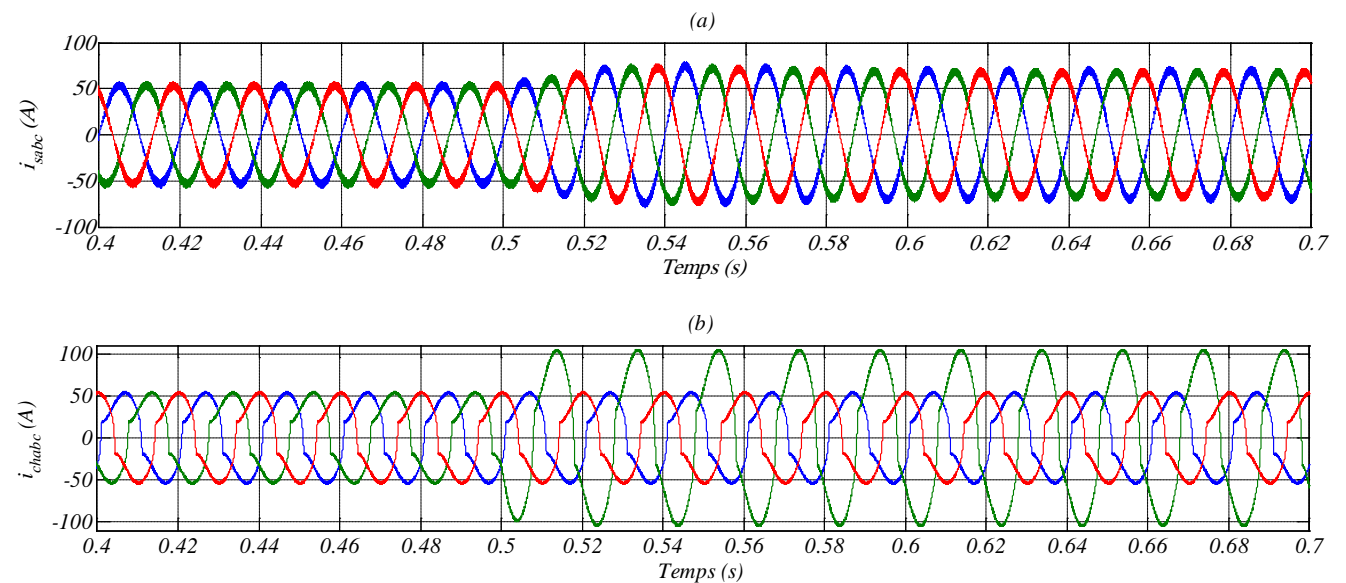


Figure (III.28) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par *pqr-PI* (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge

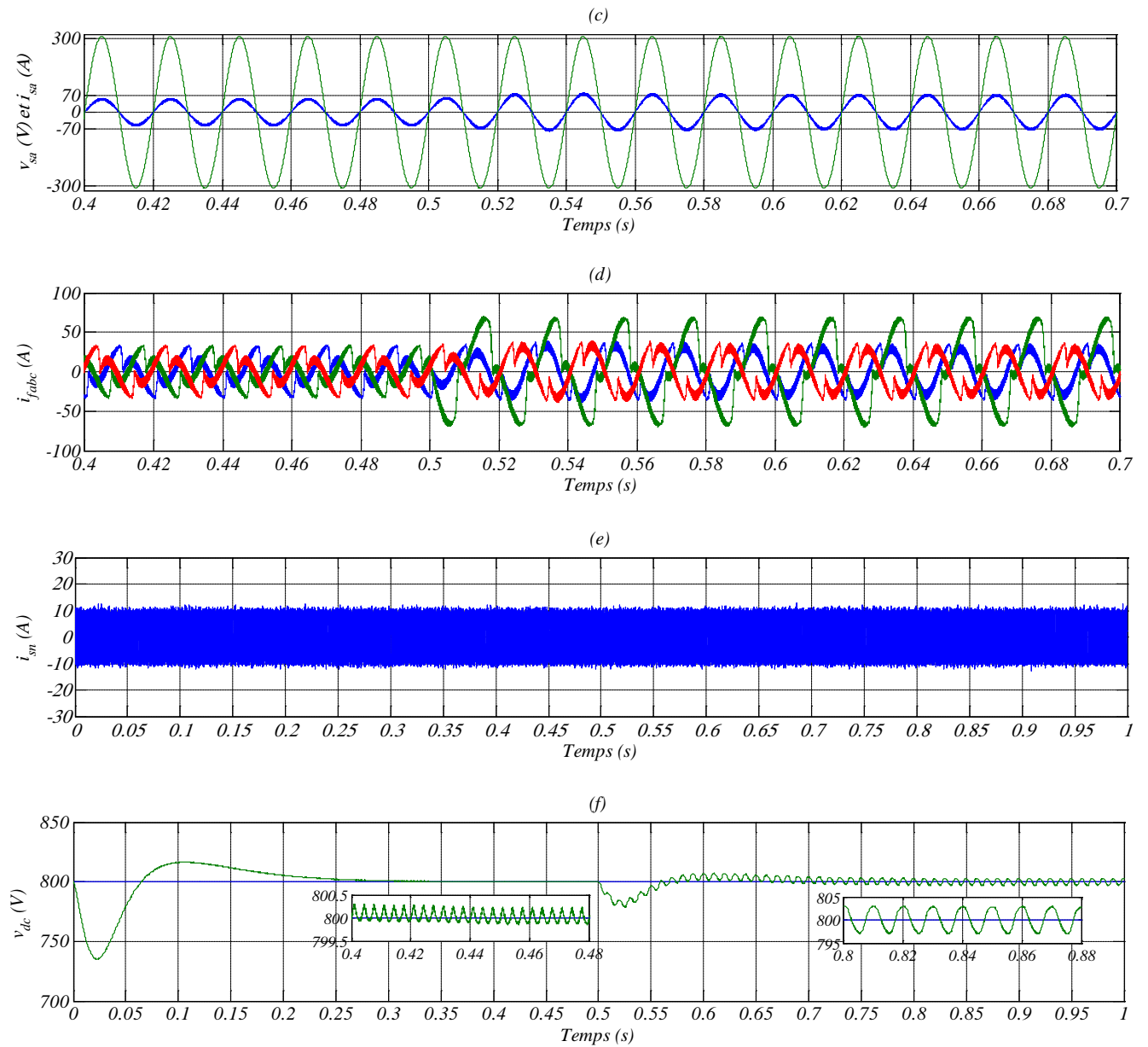


Figure (III.28)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.5.1.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande *pqo-PI* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.29) :

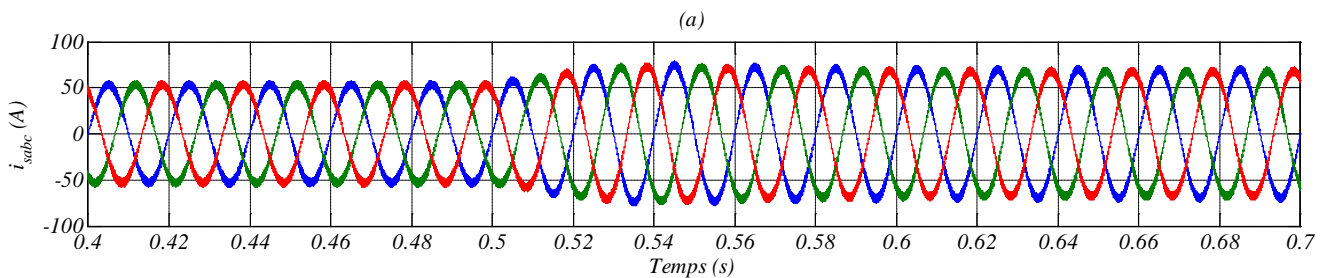


Figure (III.29) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI (a) Courants de la source après filtrage

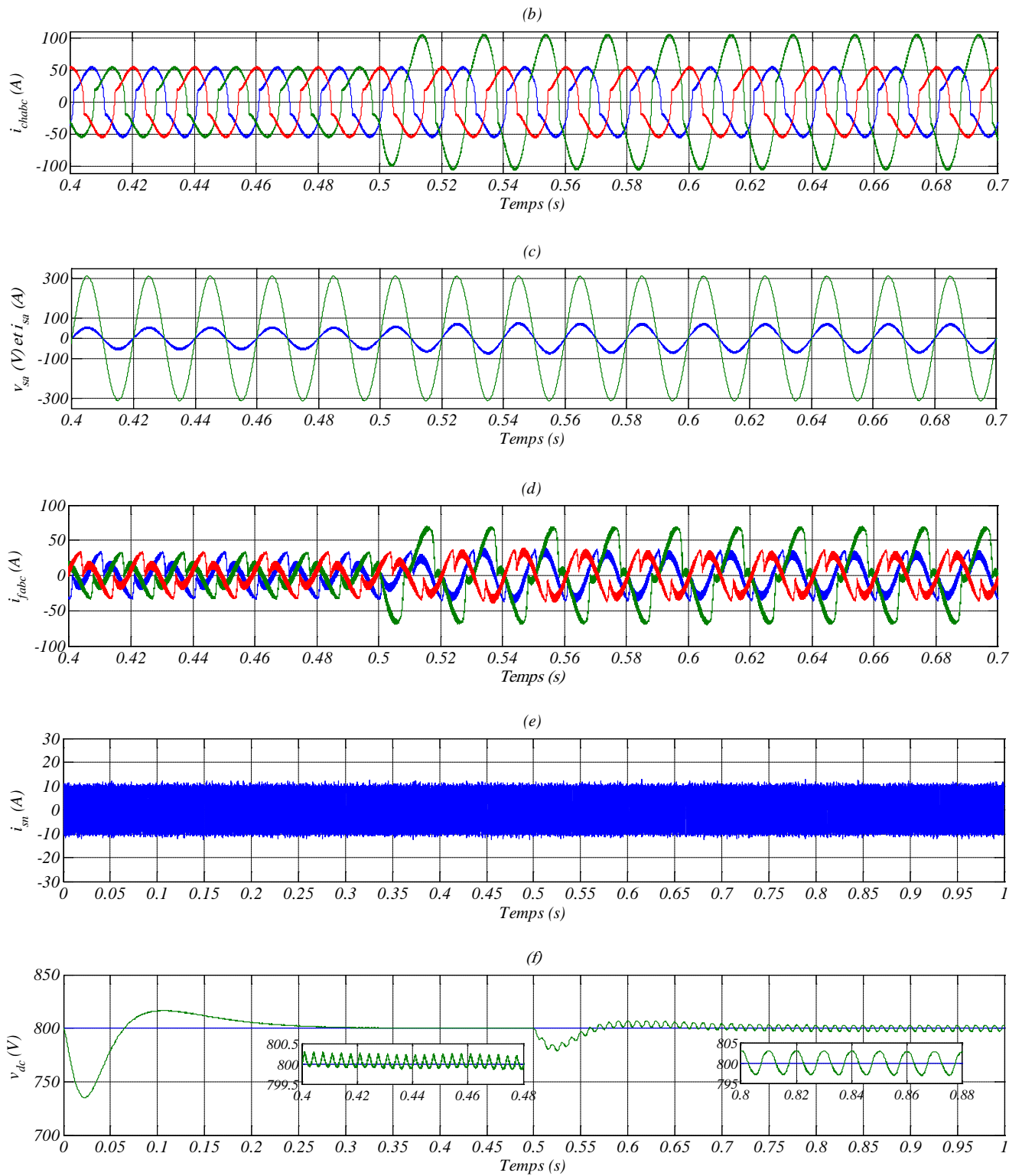


Figure (III.29)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

III.5.1.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme

La simulation de la commande *SRF-PI* a été réalisée sous les conditions suivantes :

- Fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 8 \text{ Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.

- Régulateurs des courants: $f_c = 10$ kHz, $\xi_c = 1$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.30) :

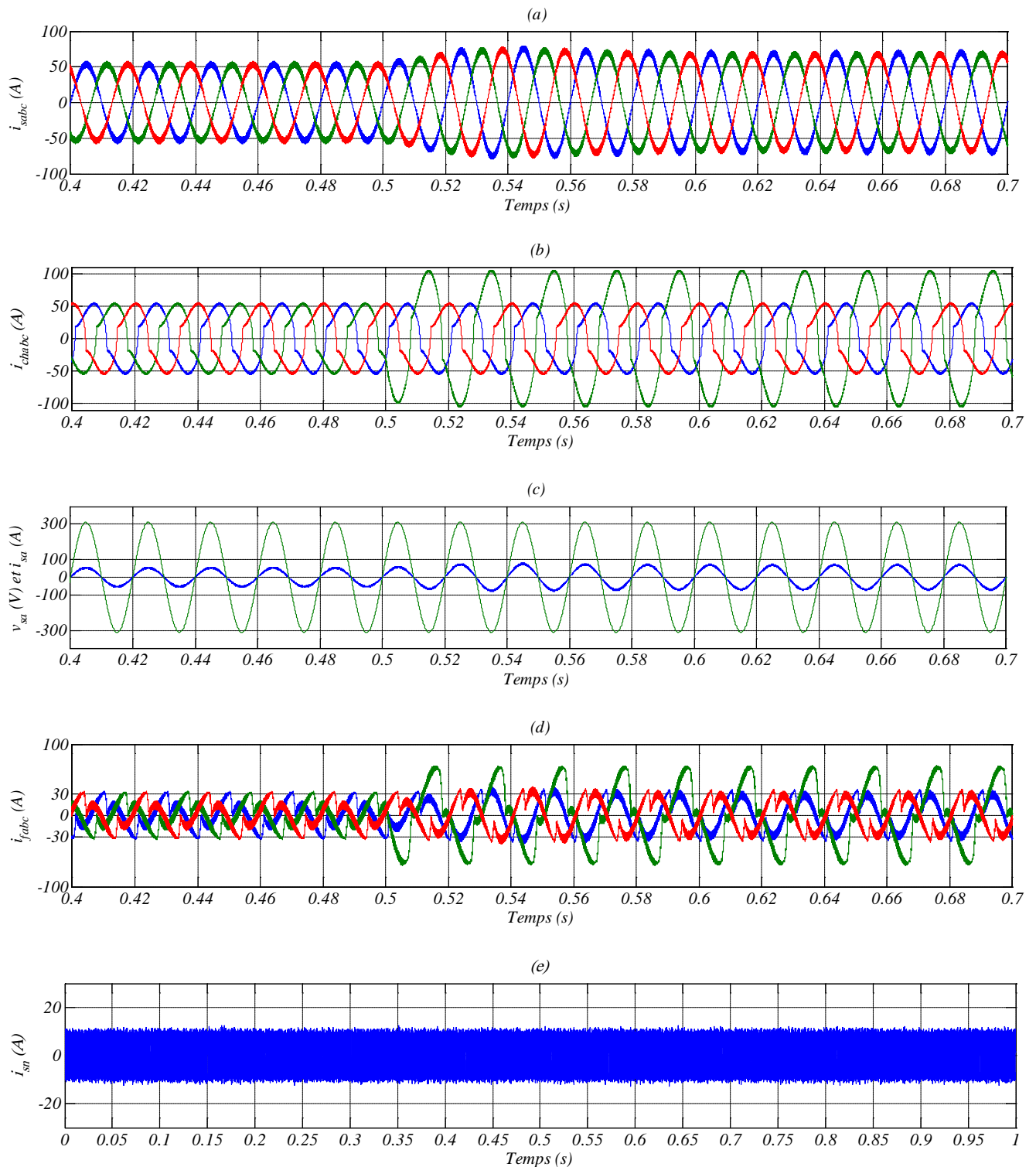


Figure (III.30) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

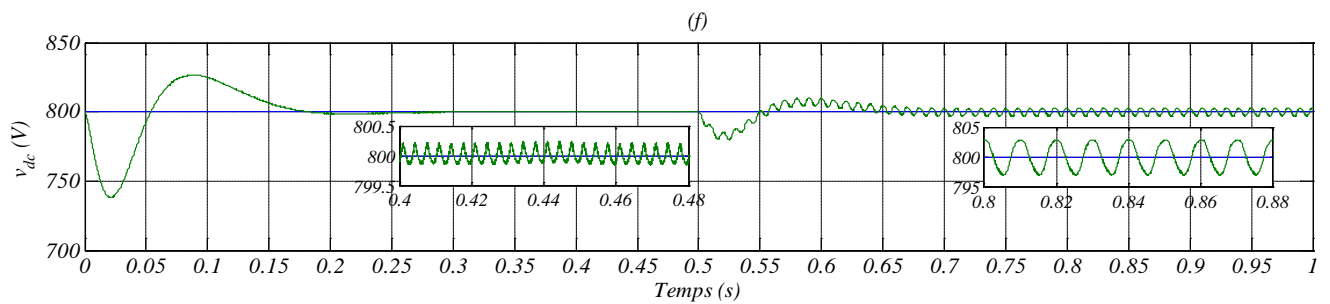


Figure (III.30)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI (f) Tension aux bornes du condensateur

III.5.1.5. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (III.31) :

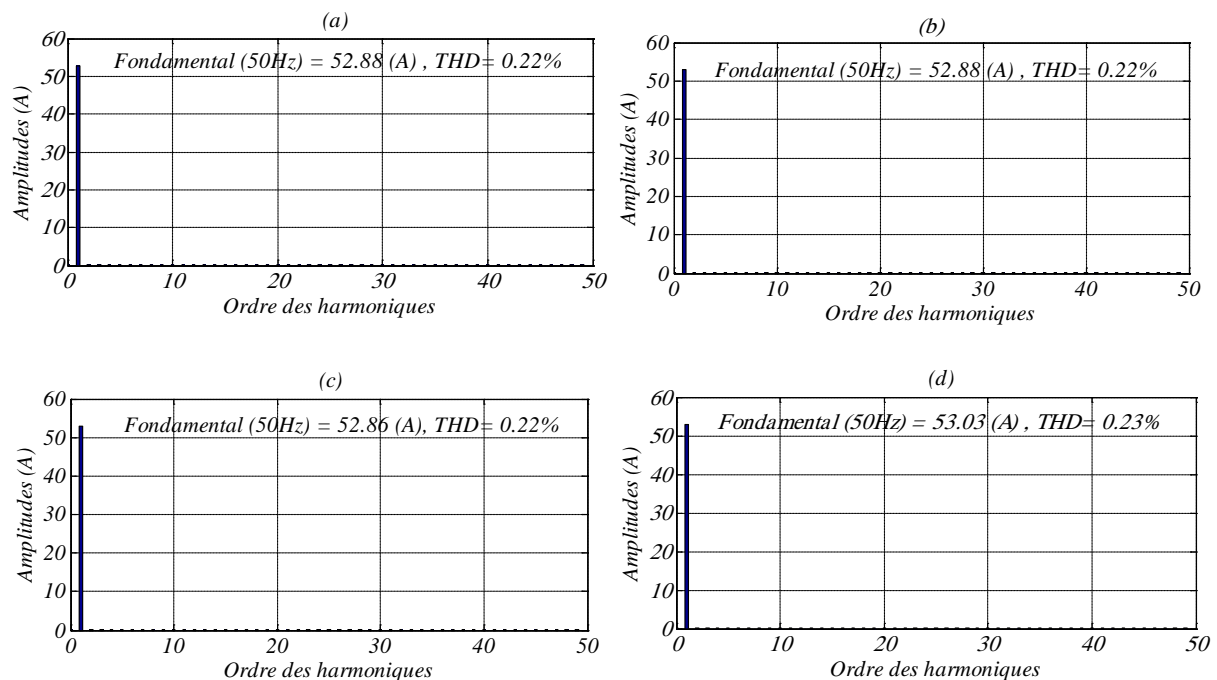


Figure (III.31) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode p-q-r, (c) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire, (d) Méthode du référentiel lié au synchronisme

III.5.2. Interprétations des résultats

Les figures (III.27,28,29,30-a) montrent la forme du courant de la source après le filtrage. La forme d'onde du courant de la source est sinusoïdale. Les figures (III.27,28,29,30-b) représentent la forme courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale. Le courant du réseau est toujours en phase avec la tension correspondante, et le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (III.27,28,29,30-c). Les figures (III.27,28,29,30-d) représentent les courants injectés par le filtre actif. La tension du condensateur se stabilise à sa valeur de référence avec une faible erreur statique comme le montrent les figures (III.27,28,29,30-f). Les figures (III.27,28,29,30-e) montrent l'allure du courant du neutre de valeur maximale égale à 11.5 A. La figure (III.31) représente les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour l'ensemble des techniques de commande.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de le l'onduleur à quatre bras ainsi que sa modulation vectorielle à trios dimensions.

L'étude a été débitée par une phase de modélisation suivie de la synthèse de l'ensemble des régulateurs indispensables pour le bon fonctionnement de ce dispositif.

L'ensemble des résultats trouvés montrent la faisabilité des quatre stratégies pour la commande du filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension avec des régulateurs linéaires basées sur les différentes méthodes d'identification des harmoniques.

En examinant les valeurs des taux de distorsion harmonique obtenues avec les différentes techniques de commande, on conclue que ces approches atténuent fortement l'effet de la charge polluante sur le réseau électrique même en état de déséquilibre.

Chapitre IV

Commande par mode glissant du filtre actif parallèle à quatre bras

La commande par mode glissant (en anglais : sliding mode control (SMC)) est une classe de la commande à structure variable. Elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé . Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini S (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes .

Le filtre actif a besoin de contrôlabilité élevée et de bonne réponse dynamique. Il peut réaliser la compensation instantanée de la puissance réactive ainsi que les harmoniques dont la fréquence et l'amplitude sont variables. La commande par PI est la méthode de réglage communément utilisée par le contrôle du filtre actif shunt. A noter que, les stratégies de commande du filtre actif continuent de s'améliorer avec le développement des techniques de commande non linéaires et intelligentes.

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 à quatre bras.

IV.1.1. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [40].

Comme illustré par la figure (IV.1), la trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [41, 45]:

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x, \dot{x}) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence;
- Le mode glissant (sliding mode : SM) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x, \dot{x}) = 0$;
- Le mode du régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [41].

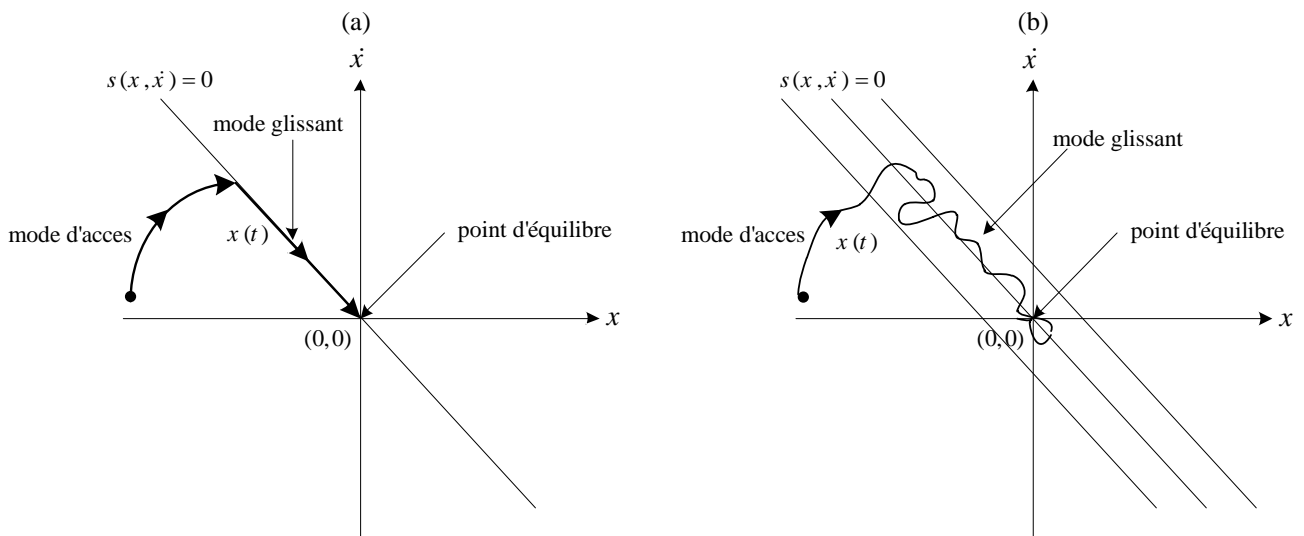


Figure (IV.1) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel

IV.1.2. Commande par mode de glissement

Si S est le système à contrôler possédant une grandeur de contrôle u est une grandeur de sortie y . Une des configurations de base pour les systèmes à structure variable permet la variation de la structure par simple commutation d'interrupteurs. Ce qui est le cas des convertisseurs statiques (Figure IV.2). Cette configuration correspond à un contrôle à deux niveaux. Avec une loi de commutation très performante, seule l'information sur le signe de la fonction $s(x)$, où $s(x)$ est la

fonction de commutation, suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

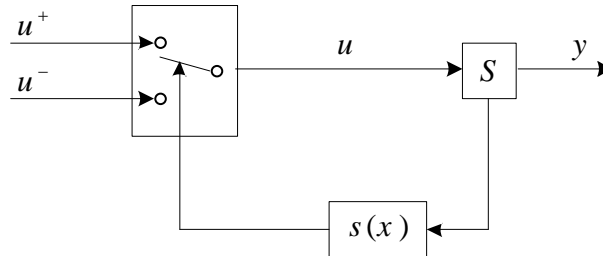


Figure (IV.2) : Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs

IV.1.3. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [42]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [43,45] qui sont :

- Choix de la surface;
- Établissement des conditions d'existence;
- Détermination de la loi de commande.

IV.1.3.1. Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le modèle d'état suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{IV.2})$$

Où : $x \in R^n$ et $u \in R^m$ le nombre de surfaces est choisie égal au nombre m d'entrées du système. Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la seconde dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et elle est parfois de conception difficile. Par contre la deuxième est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée. A cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence. Si y_i est une sortie à commander, lui est associée la surface suivante [45] :

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

Avec : $e_y(x)$: l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e_y = y_i^* - y_i$) ;

λ : une constante positive .

r : le degré relatif. Il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître

la commande, tel que : $\left(\frac{\partial s}{\partial u} \neq 0 \right)$ assurant la contrôlabilité ; $s(x)$ est une équation différentielle

linéaire autonome dont la réponse $e_y(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

IV.1.3.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [40, 45]. On présente deux types de conditions qui sont :

IV.1.3.3. Fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par *Emilyanov* et *Utkin* [44, 45]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{s}(x) > 0 & \text{si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) < 0 & \text{si } s(x) > 0 \end{cases} \Rightarrow \dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{IV.4})$$

IV.1.3.4. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de *Lyapunov* ($V(x) > 0$) (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{IV.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) \quad (\text{IV.6})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (IV.4) est vérifiée. L'équation (IV.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $s^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [44].

IV.1.3.5. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers

son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant. Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc :

$$u(t) = u_{\acute{e}q}(t) + u_{dis}(t) \quad (IV.7)$$

La commande équivalente proposée par *Filipov* et *Utkin* [11], 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 [10]. Elle est alors déterminée pour vérifier la condition de convergence [45].

IV.1.3.6. Commande équivalente

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{\acute{e}q}(t) = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (IV.8)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (IV.9)$$

IV.1.3.7. Commande discontinue

La fonction la plus simple que peut être utilisée pour accomplir cette condition est définie par :

$$u_{dis}(t) = k_s \text{sign}(s(x)) \quad (IV.10)$$

Où :

$$\text{sign}(s(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x) > 0 \\ 0 & \text{si } s(x) = 0 \\ -1 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.11)$$

Le signe de k_s doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$.

IV.1.3.8. Mode de glissement avec action 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 [4]:

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e_y(t) + k_i \int e_y(t) \quad (IV.12)$$

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.

IV.2. Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle à quatre bras alimenté en tension

Dans la partie suivante, il s'agit d'appliquer la commande par mode glissant sur le filtre actif parallèle avec toutes les stratégies de commande. On a remplacé les régulateurs classiques de type *PI* par des régulateurs *SMC* (*Sliding Mode Controller*).

IV.2.1 Commande par mode glissant dans le repère synchrone

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

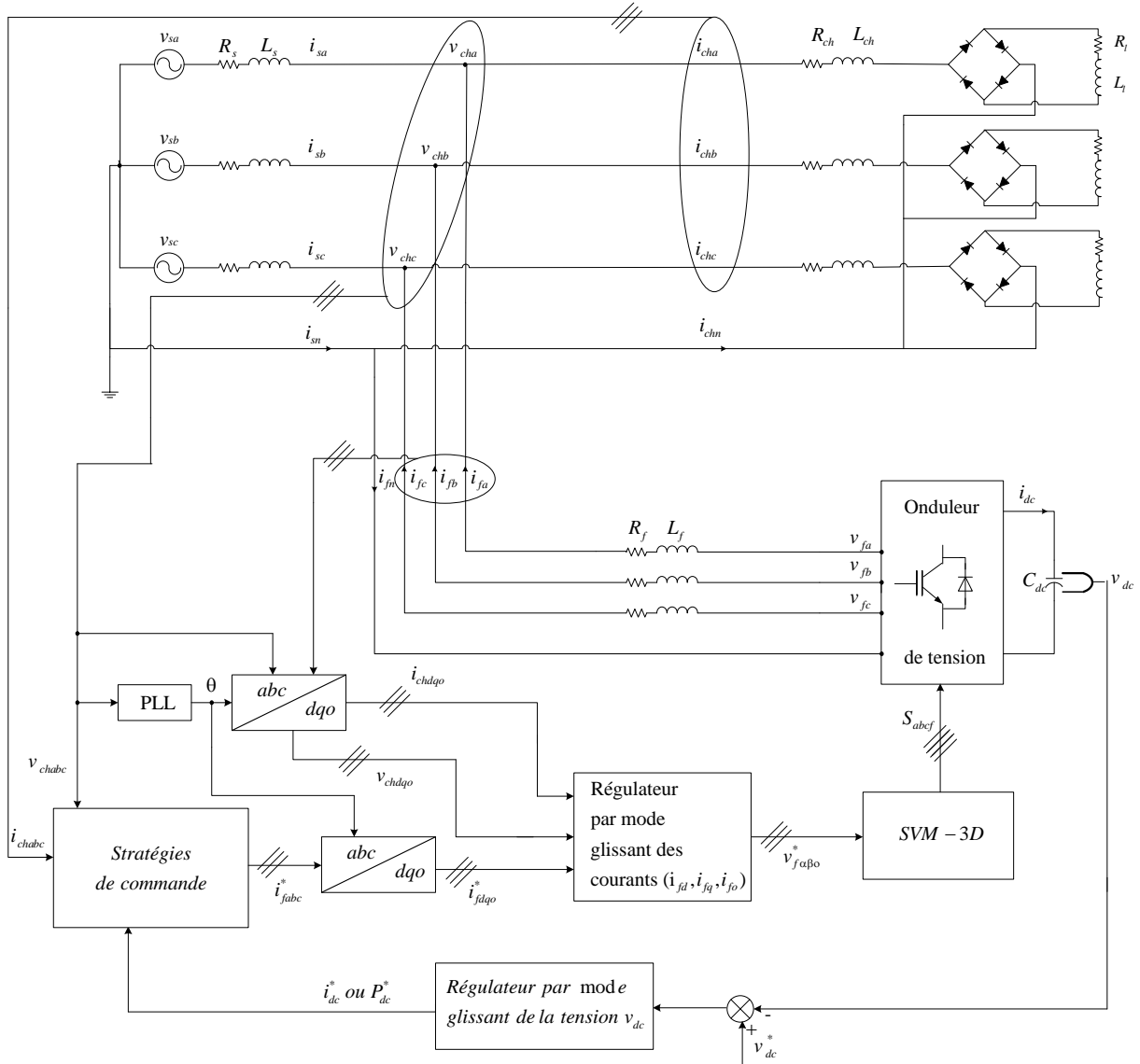


Figure (IV.3) : Structure de la commande par SMC d'un filtre actif parallèle à quatre bras dans le repère synchrone

IV.2.1.1 Synthèse des régulateurs

Le modèle global du filtre actif parallèle dans le repère synchrone est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f}v_{fd} - \frac{1}{L_f}v_{chd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f}v_{fq} - \frac{1}{L_f}v_{chq} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fo} + \frac{1}{L_f}v_{fo} - \frac{1}{L_f}v_{cho} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C v_{dc}} \end{cases} \quad (IV.13)$$

Pour appliquer la commande par mode glissant sur le filtre actif, le système (IV.3) doit être subdivisé en deux sous-systèmes comme suit :

Sous-système 1 :

Dans le premier sous-système défini par le système d'équation (IV.14), les tensions v_{fd}^* , v_{fq}^* et v_{fo}^* sont choisies comme grandeurs de commande tandis que les courants du filtre i_{fd} , i_{fq} et i_{fo} comme grandeurs de sortie.

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f}v_{fd}^* - \frac{1}{L_f}v_{chd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f}v_{fq}^* - \frac{1}{L_f}v_{chq} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fo} + \frac{1}{L_f}v_{fo}^* - \frac{1}{L_f}v_{cho} \end{cases} \quad (IV.14)$$

Sous-système 2 :

L'équation qui décrit ce sous-système est définie par :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C_{dc} v_{dc}} \quad (IV.15)$$

Dans ce sous-système, le courant i_{dc}^* et la puissance P_{dc}^* sont considérés comme variables de commande et la tension v_{dc} comme variable de sortie.

IV.2.1.2. Régulation des courants i_{fd} , i_{fq} et i_{fo}

Les trois premières équations du système (IV.14) sont utilisées pour réguler les courants i_{fd} , i_{fq} et i_{fo} ou les tensions v_{fd}^* , v_{fq}^* et v_{fo}^* sont choisies comme grandeurs de commande. Ecrivons ces trois équations sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{I} = AI + Bu + D \quad (IV.16)$$

$$\text{Avec : } I = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \\ i_{fo} \end{bmatrix} ; u = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \\ v_{fo}^* \end{bmatrix} ; A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} ; B = -\frac{1}{L_f} ; D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} v_{chd} \\ -\frac{1}{L_f} v_{chq} \\ -\frac{1}{L_f} v_{cho} \end{bmatrix}$$

Les trois surfaces de glissement sont donne comme suit :

$$S = K(I^* - I) + K_i \int (I^* - I) dt \quad (\text{IV.17})$$

$$\text{Avec : } S = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \\ s_o \end{bmatrix} ; I^* = \begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} ; K = \begin{bmatrix} k_d & 0 & 0 \\ 0 & k_q & 0 \\ 0 & 0 & k_o \end{bmatrix} ; K_i = \begin{bmatrix} k_{id} & 0 & 0 \\ 0 & k_{iq} & 0 \\ 0 & 0 & k_{io} \end{bmatrix}$$

La dérivée de (IV.17), donne :

$$\dot{S} = K(\dot{I}^* - (AI + Bu + D)) + K_i(I^* - I) = 0 \quad (\text{IV.18})$$

La résolution de cette équation donne l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$u_{\text{éq}} = \begin{bmatrix} u_{\text{éqd}} \\ u_{\text{éqq}} \\ u_{\text{éqo}} \end{bmatrix} = (KB)^{-1} \left[-K_i(I^* - I) + K(AI + D - \dot{I}^*) \right] \quad (\text{IV.19})$$

La commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite discontinue définit selon l'équation (IV.10) comme suit :

$$u_{\text{dis}} = \begin{bmatrix} u_{\text{disd}} \\ u_{\text{disq}} \\ u_{\text{diso}} \end{bmatrix} = u_n \text{sign}(S) \quad (\text{IV.20})$$

$$\text{Avec : } u_n = \begin{bmatrix} u_{d\text{max}} \\ u_{q\text{max}} \\ u_{o\text{max}} \end{bmatrix}$$

Enfin, on détermine la commande globale à partir des équations (IV.7), (IV.19) et (IV.20) :

$$u = u_{\text{éq}} + u_{\text{dis}} = \begin{bmatrix} u_{\text{éqd}} + u_{\text{disd}} \\ u_{\text{éqq}} + u_{\text{disq}} \\ u_{\text{éqo}} + u_{\text{diso}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \\ v_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (\text{IV.21})$$

IV.2.1.3. Régulation de la tension continue v_{dc}

La troisième surface est celle de la tension continue, nous choisissons la surface de glissement définie par :

$$s(v_{dc}^* - v_{dc}) = c_k (v_{dc}^* - v_{dc}) + \frac{d}{dt}(v_{dc}^* - v_{dc}) + c_i \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (IV.22)$$

Avec et c_k, c_i sont des constants positifs .

Dans le mode de glissement, nous définissons les fonctions de commutation suivantes :

$$y_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } s(v_{dc}^* - v_{dc})(v_{dc}^* - v_{dc}) > 0 \\ -1 & \text{si } s(v_{dc}^* - v_{dc})(v_{dc}^* - v_{dc}) < 0 \end{cases}$$

$$y_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } s(v_{dc}^* - v_{dc}) \frac{d}{dt}(v_{dc}^* - v_{dc}) > 0 \\ -1 & \text{si } s(v_{dc}^* - v_{dc}) \frac{d}{dt}(v_{dc}^* - v_{dc}) < 0 \end{cases} \quad (IV.23)$$

Enfin, on détermine la loi de commande globale à partir des équations (IV.22) et (IV.23) :

$$i_{dc}^* = c_1 (v_{dc}^* - v_{dc}) y_1 + c_2 \frac{d}{dt}(v_{dc}^* - v_{dc}) y_2$$

$$P_{dc}^* = c_1 (v_{dc}^* - v_{dc}) y_1 + c_2 \frac{d}{dt}(v_{dc}^* - v_{dc}) y_2 \quad (IV.24)$$

Avec et c_1, c_2 sont des constants positifs .

IV.2.2. Résultats de simulation

IV. 2.2.1 Méthode du Cross-Vector

La simulation de la commande CV-SMC du filtre à quatre bras alimenté en tension a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La fréquence de commutation : $f_s = 14$ kHz .
- La référence de la tension continue : $V_{dc\ ref} = 800$ V .
- Régulateur de la tension continue : $c_k = c_i = 1e^3, c_1 = 120, c_2 = 0.1$.
- Régulateurs des courants: $ki_d = ki_q = ki_o = 5e^5, kd = kq = ko = 2e^{-8}, u_{dmax} = u_{qmax} = u_{omax} = 1e^3$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.4) :

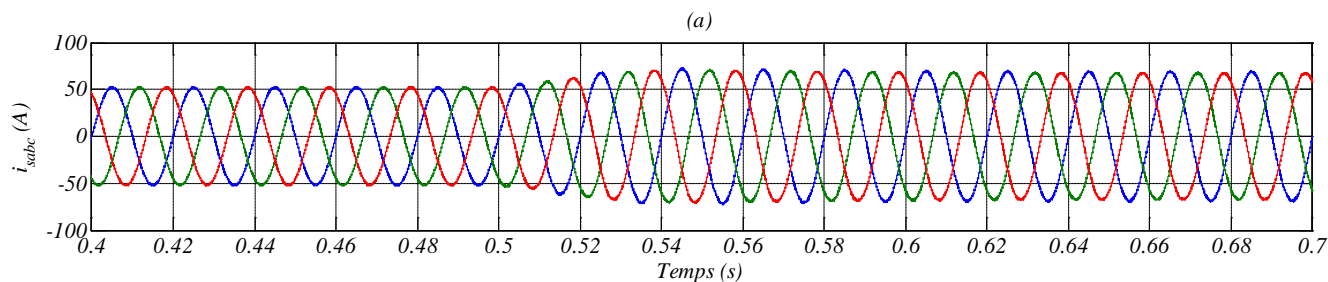


Figure (IV.4) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-SMC (a) Courants de la source après filtrage

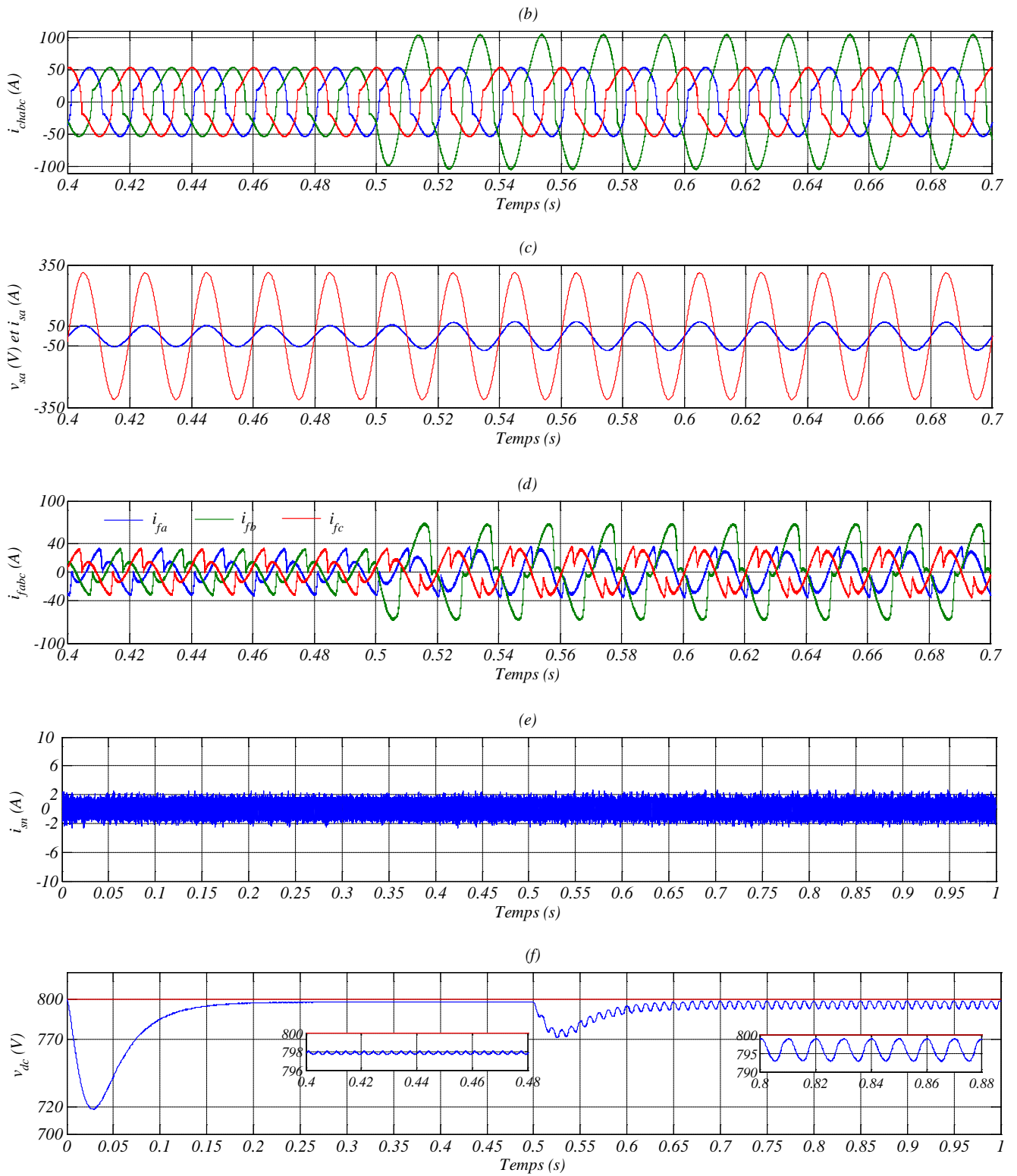


Figure (IV.4)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-SMC (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.2.2. Méthode $p-q-r$

La simulation de la commande pqr -SMC a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.5) :

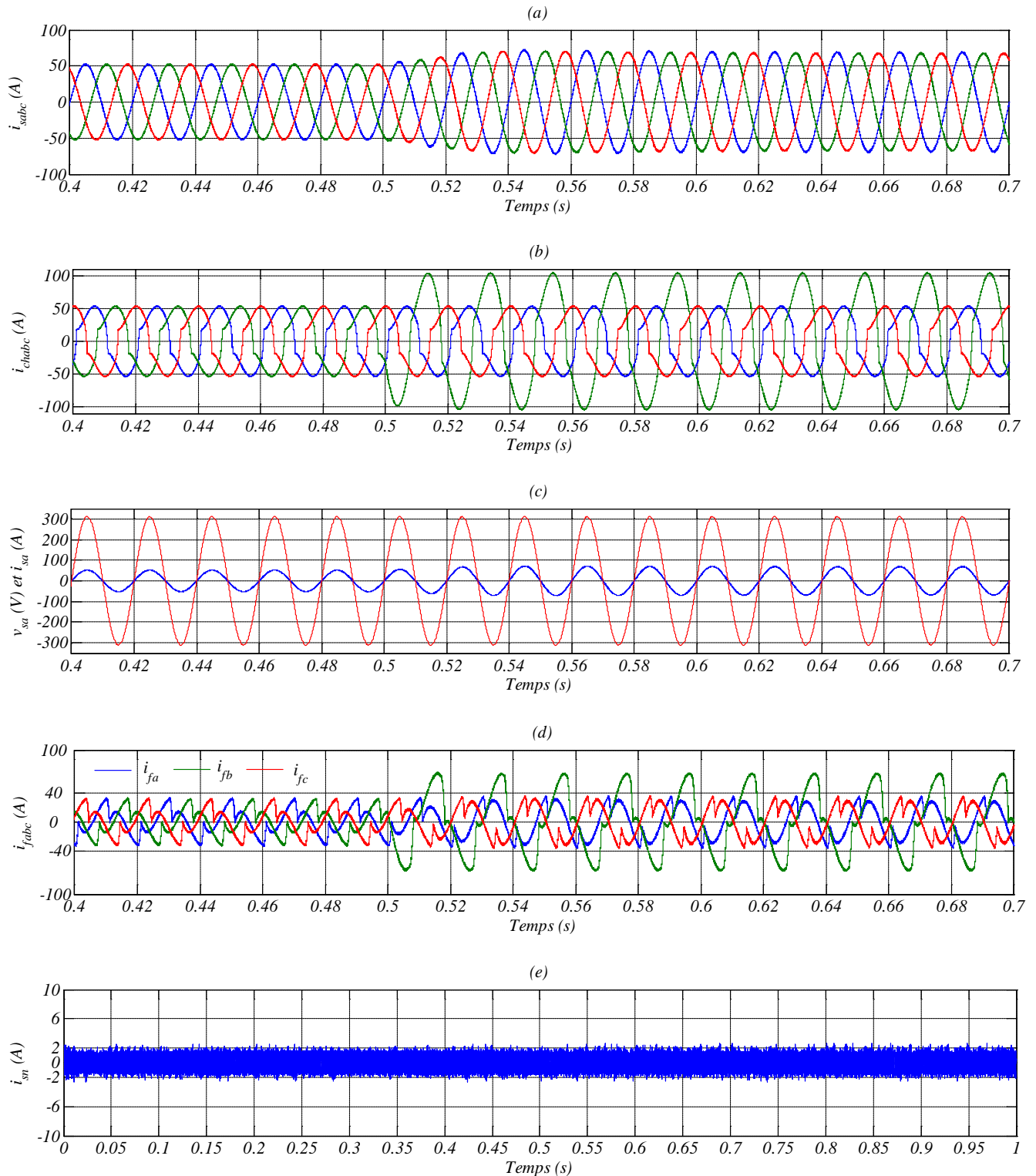


Figure (IV.5) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr -SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

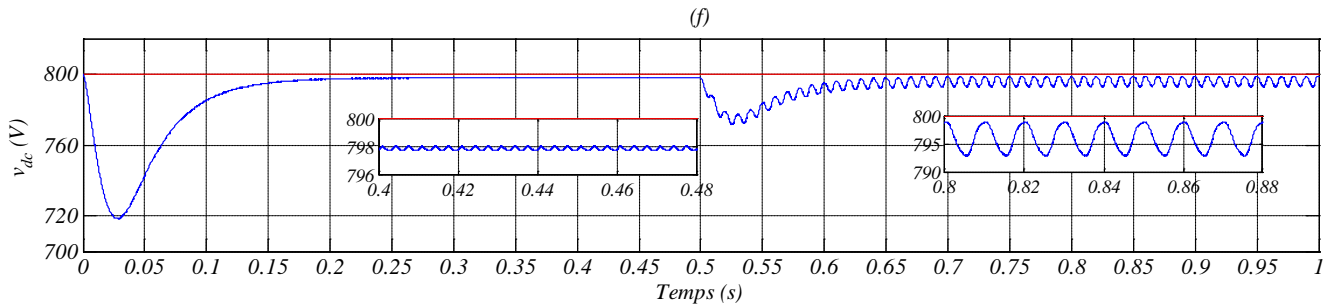


Figure (IV.5)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-SMC (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.2.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande pqr-SMC a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.6) :

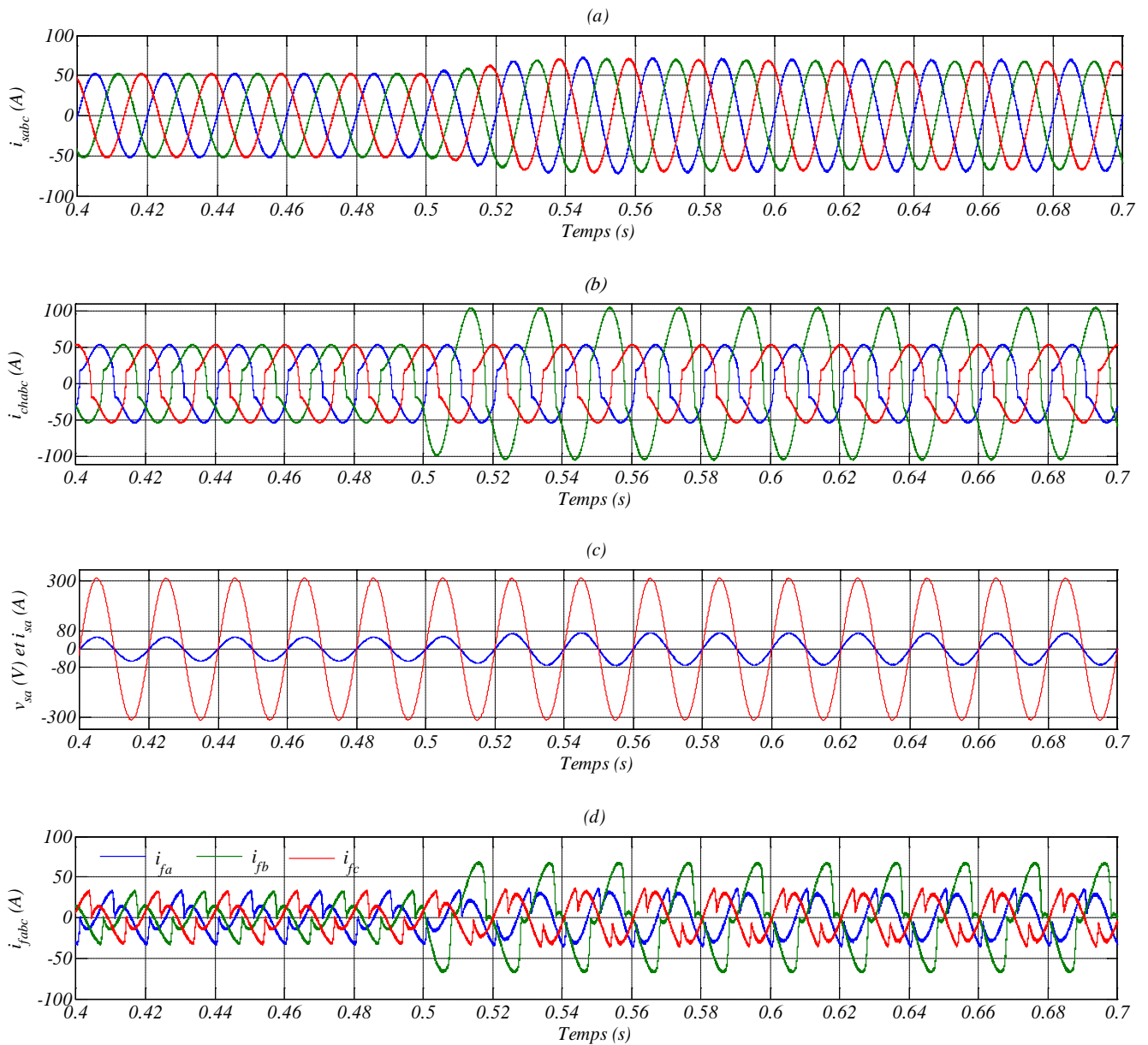


Figure (IV.6) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras

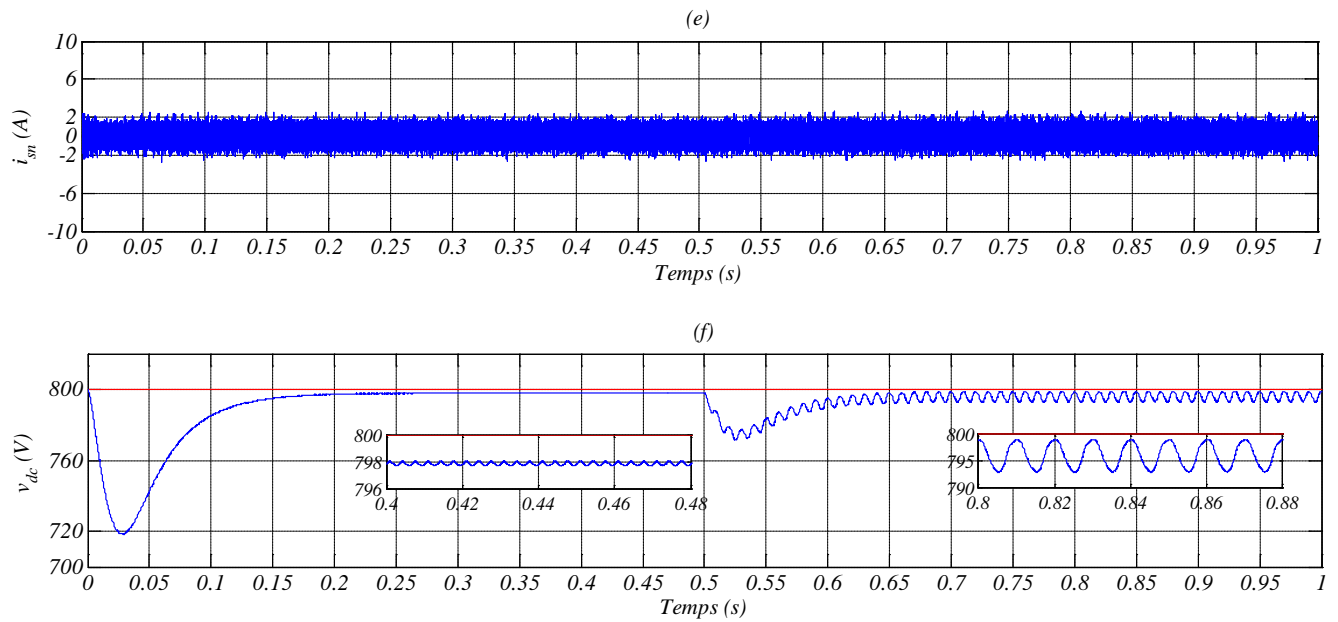


Figure (IV.6)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-SMC (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.2.4 Méthode du référentiel lié au synchronisme

La simulation de la commande SRF-SMC a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes sauf pour :

- Le régulateur de la tension continue : $c_k = c_i = 1e^3$, $c_1 = 0.4$, $c_2 = 5e^{-6}$.
- Les régulateurs des courants: $ki_d = ki_q = ki_o = 5e^5$, $k_d = k_q = k_o = 2e^{-8}$, $u_{dmax} = u_{qmax} = u_{omax} = 1e^3$

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.7) :

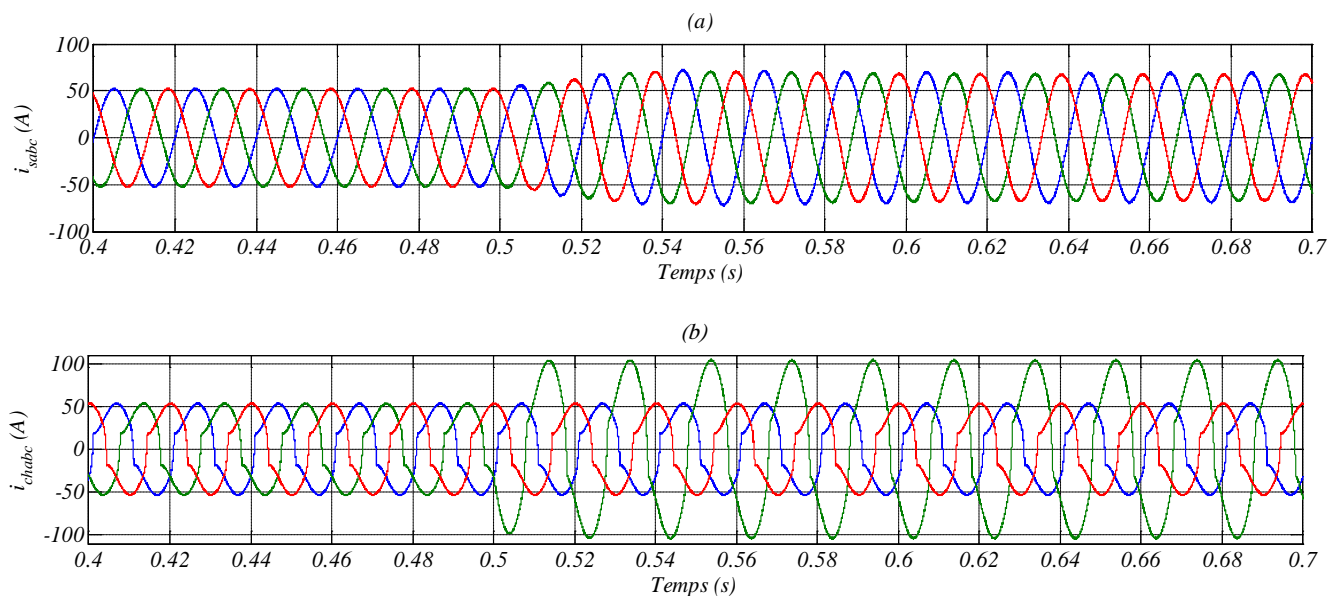


Figure (IV.7) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge avant filtrage

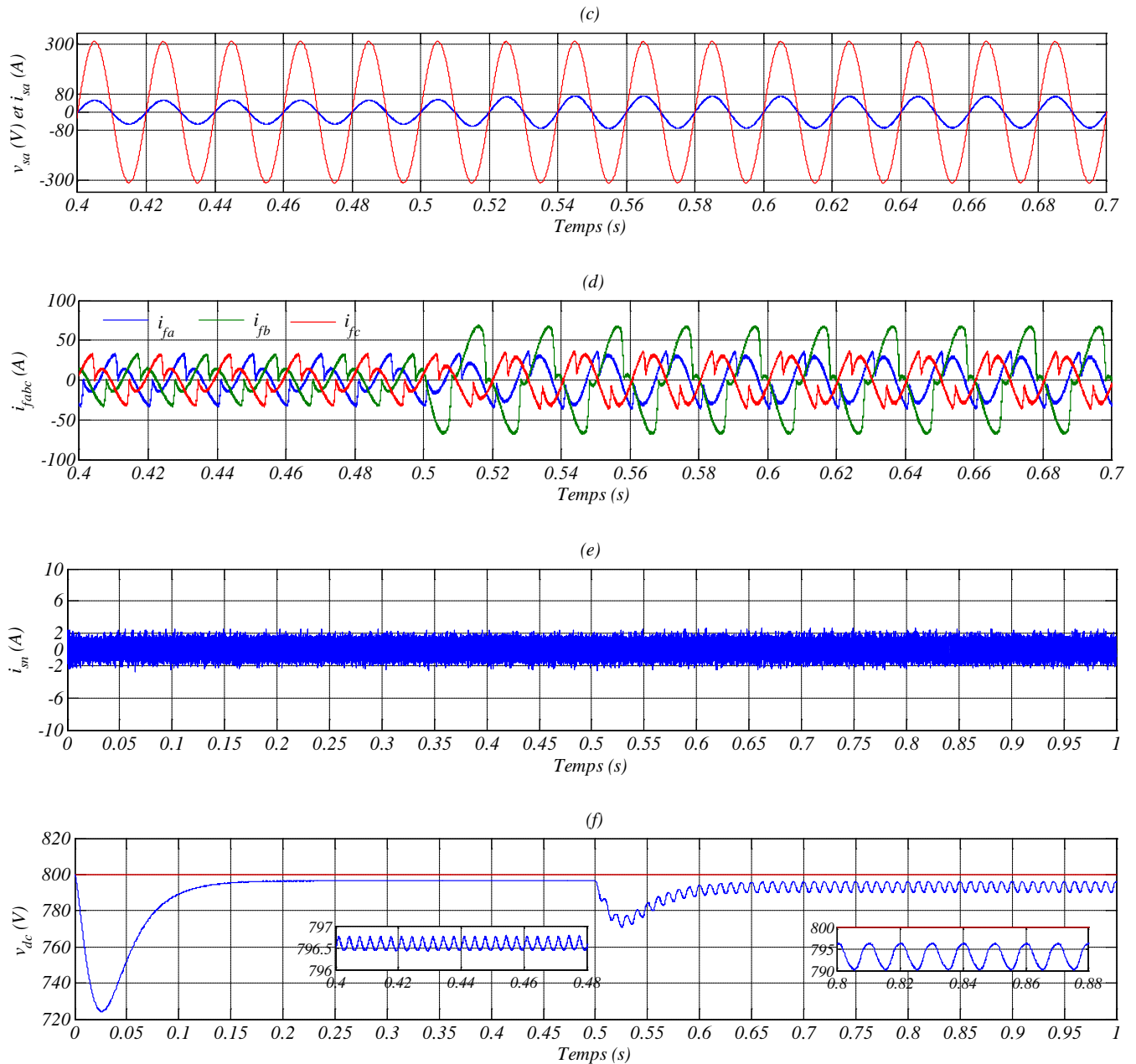


Figure (IV.7)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôle par SRF-SMC (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.2.5. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (IV.8) :

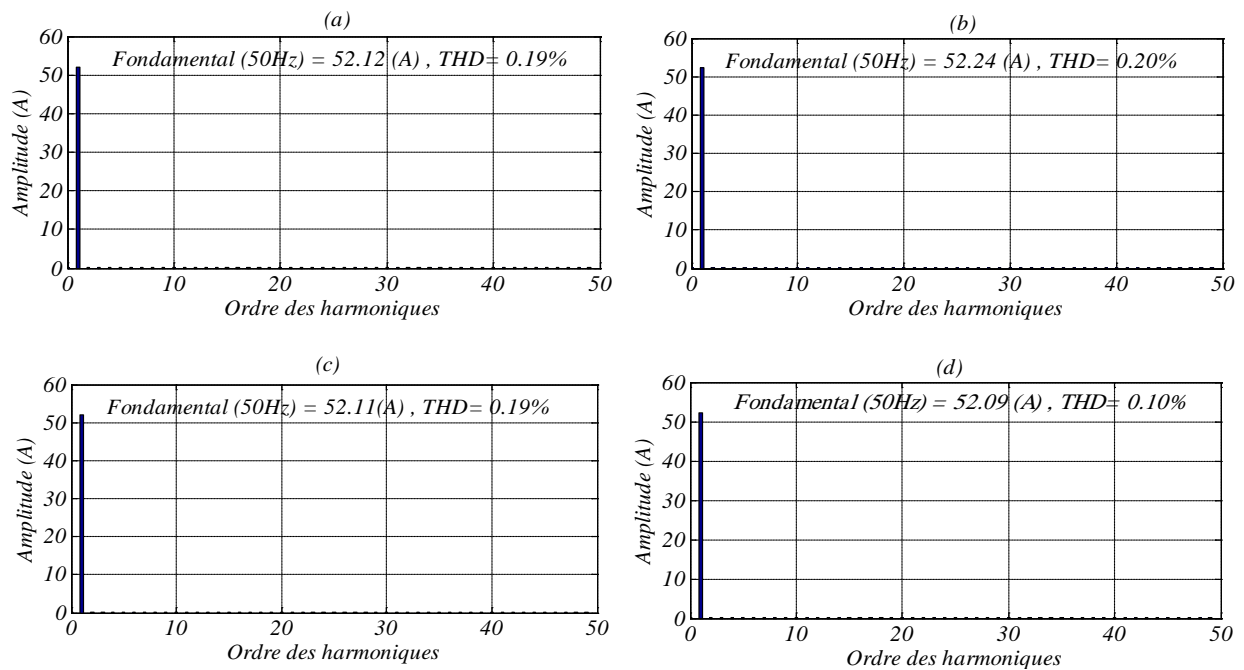


Figure (IV.8) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode théorie p-q-r, (c) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire, (d) Méthode du référentiel lié au synchronisme

IV.2.2.6. Interprétations des résultats

Les figures (IV.4,5,6,7-a) montrent la forme du courant de la source après le filtrage. La forme d'onde du courant de la source est sinusoïdale même lors du changement de la charge non-linéaire à l'instant $t = 0.5s$.

Les figures (IV.4,5,6,7-b) représentent la forme du courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale. Le courant du réseau est toujours en phase avec la tension correspondante et le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (IV.4,5,6,7-c). Les figures (IV.4,5,6,7-d) représentent les courants injectés par le filtre actif. La tension du condensateur se stabilise à sa valeur de référence avec une faible erreur statique en régime permanent à partir de 0.2s pour les méthodes pqr et SRF, et à 0.26 s pour la méthode pqo et à 0.18s pour la méthode CV comme le montrent les figures (IV.4,5,6,7-f). Les figures (IV.4,5,6,7-e) montrent l'allure du courant de neutre de valeur maximale égale à 2 A. Ce résultat prouve l'efficacité de la commande par mode glissant dans la réduction de l'amplitude du courant du neutre. La figure (IV.8) représente les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour l'ensemble des méthodes de commande adoptées. Là aussi on observe la supériorité de la commande par mode glissant en terme de THD par rapport à la commande basée sur la traditionnelle PI.

IV. 2.3 Commande hybride PI-SMC dans le repère synchrone

Dans ce cas, seul le régulateur par mode glissant de la tension continue est remplacée par un régulateur PI. Le schéma de cette commande est présenté par la figure (IV.9).

Le régulateur de la tension continue est similaire à celui utilisé dans le paragraphe (II.2.2). Les régulateurs des courants du filtre sont les mêmes régulateurs calculés dans le paragraphe (IV.2.1.2).

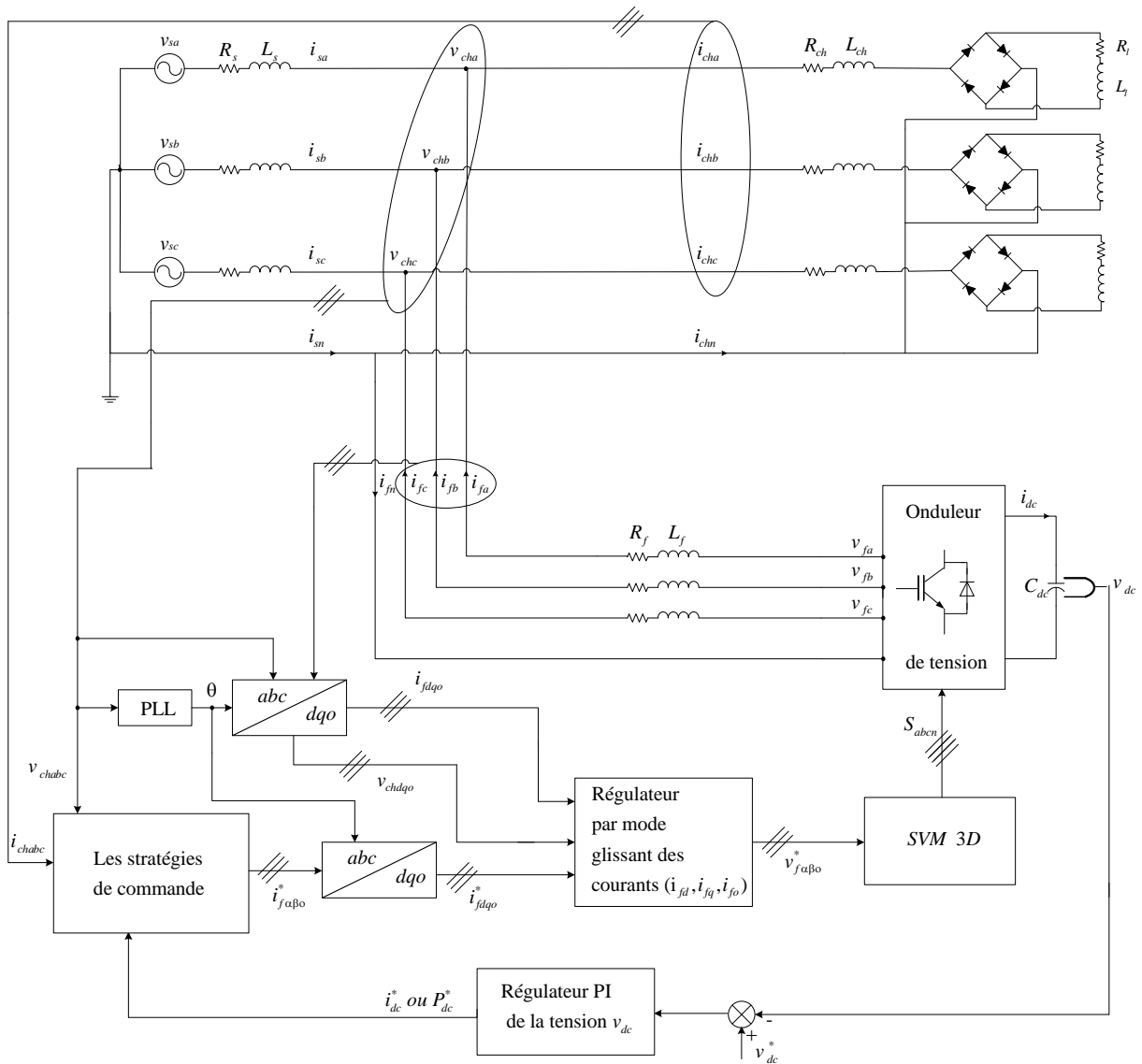


Figure (VI.9) : Structure de la commande PI-SMC dans le repère synchrone d'un filtre actif à quatre bras

IV.2.3.1. Résultats de simulation

IV.2.3.1.1. Méthode du Cross-Vector

La simulation de la commande CV-PI-SMC a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- La référence de la tension continue : $v_{dc \text{ ref}} = 800 \text{ V}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 4 \text{ Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $k_{id} = k_{iq} = k_{io} = 5e^5$, $k_d = k_q = k_o = 2e^{-8}$, $u_{d\text{max}} = u_{q\text{max}} = u_{o\text{max}} = 1e^3$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.10) :

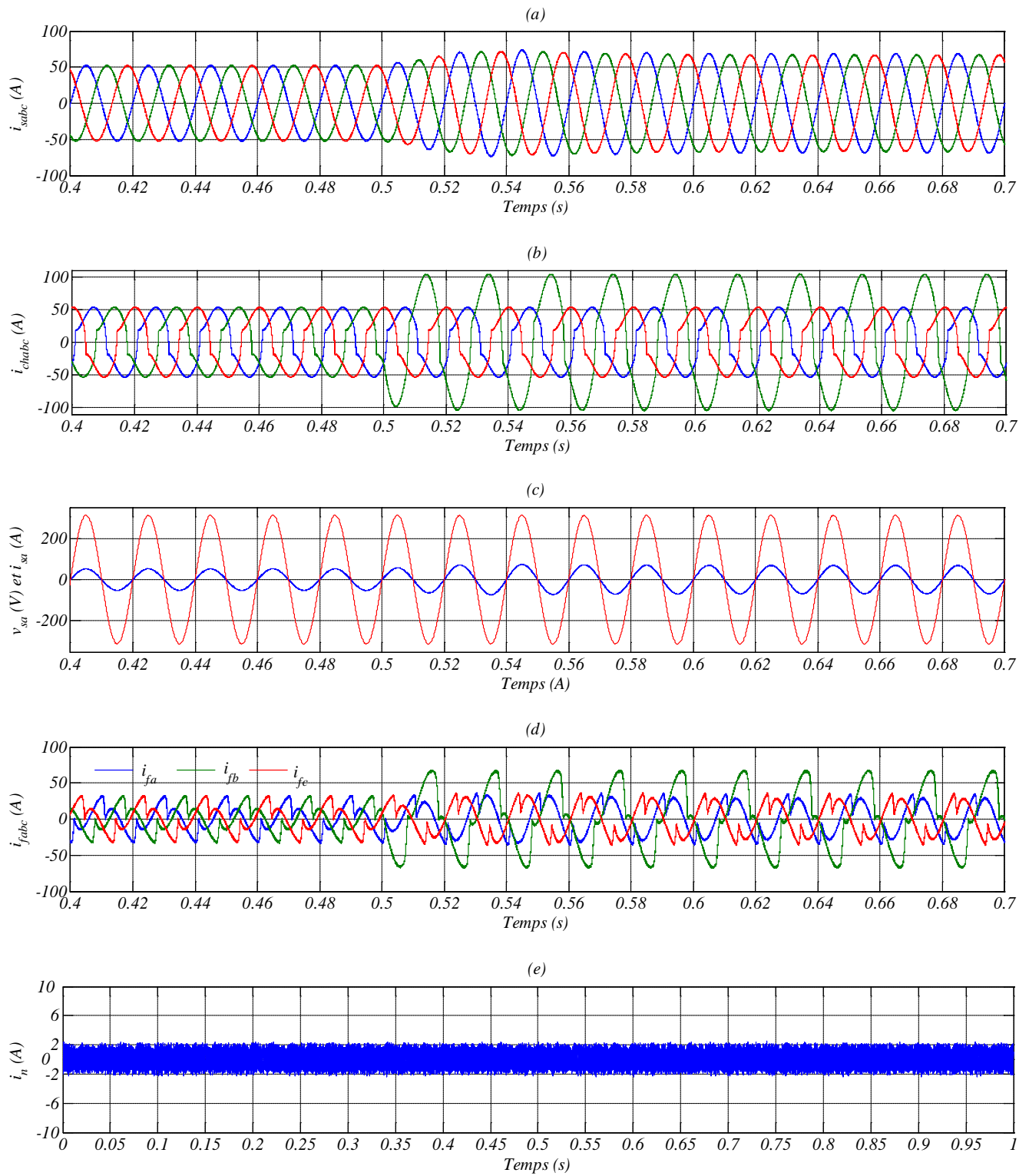


Figure (IV.10) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

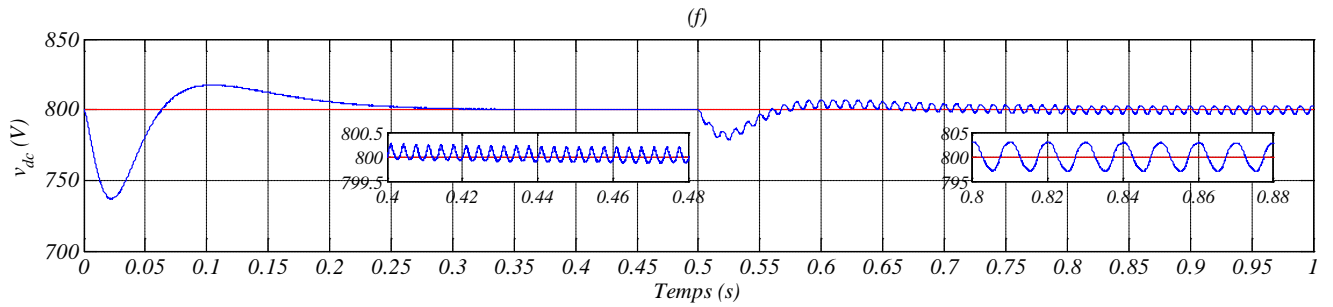


Figure (IV.10)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI-SMC (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.3.1.2. Méthode de p-q-r

La simulation de la commande *pqr-PI-SMC* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.11) :

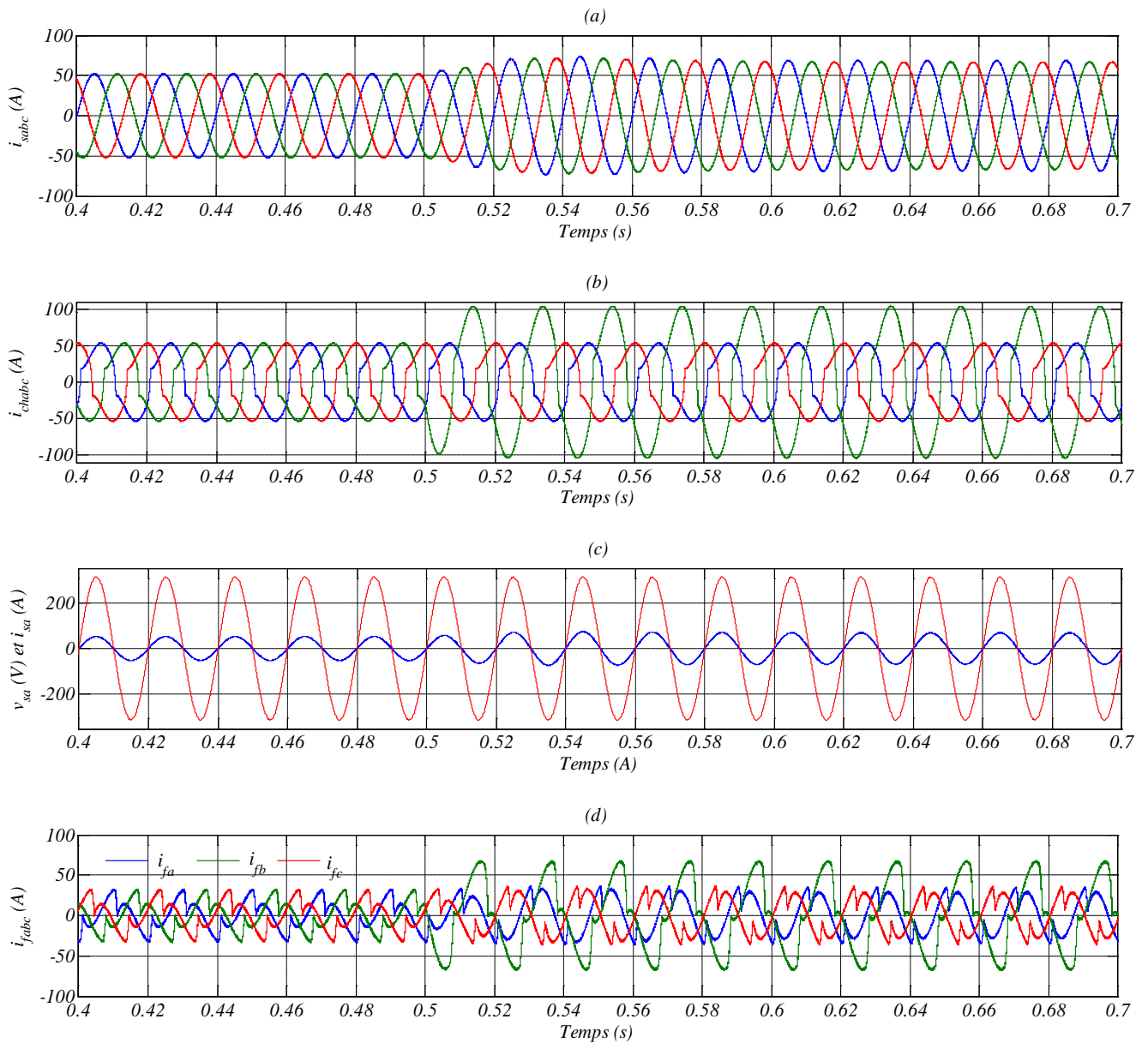


Figure (IV.11) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras

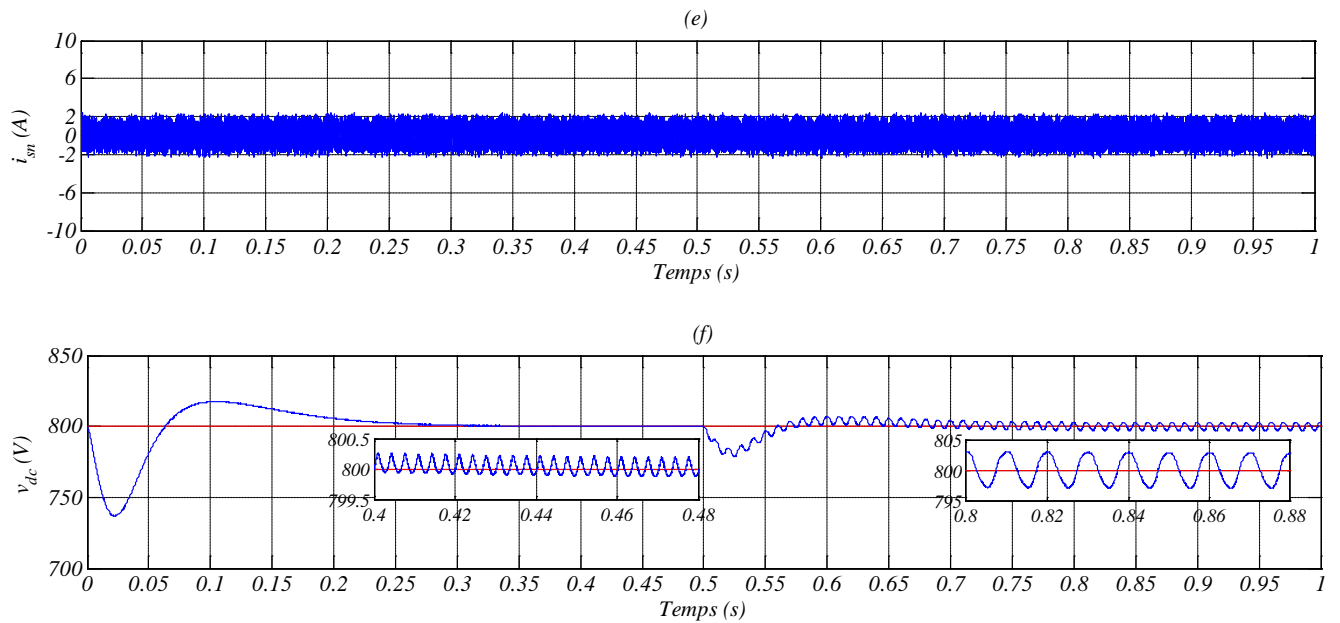


Figure (IV.11)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqr-PI-SMC (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.3.1.3. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande *pqo-PI-SMC* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.12) :

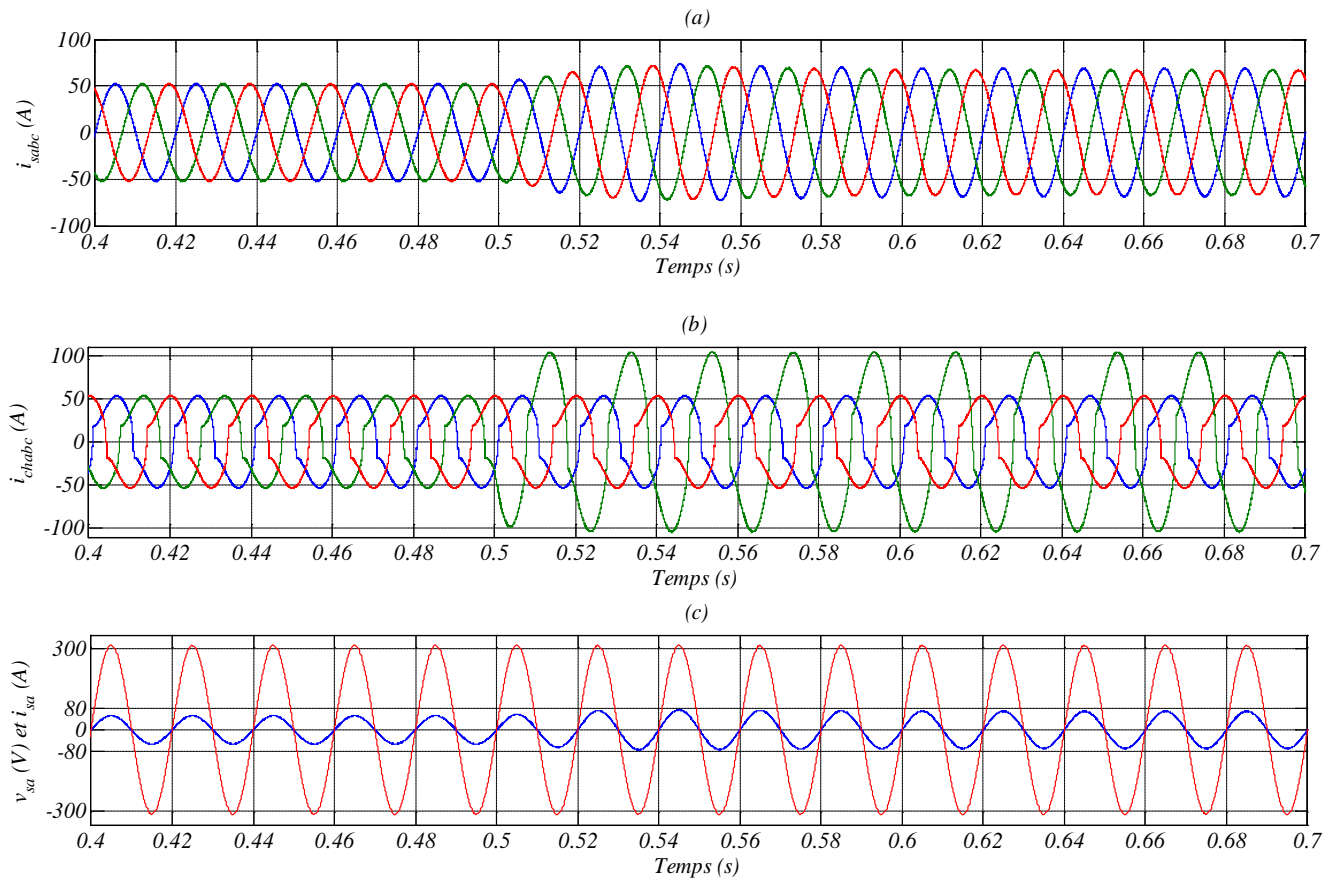


Figure (IV.12) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage

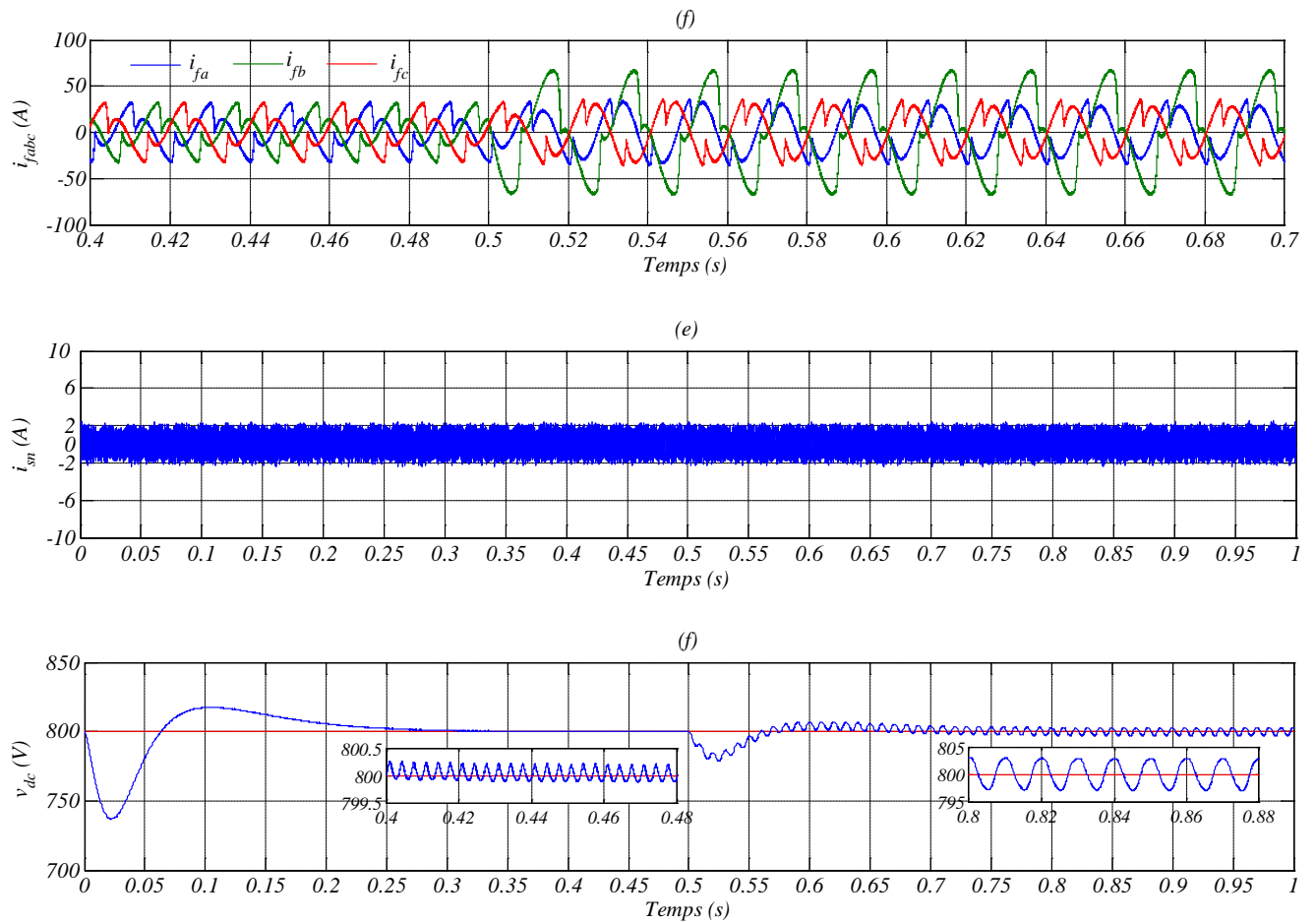


Figure (IV.12)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI-SMC (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras , (e) Courant du neutre après filtrage,(f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.3.1.4. Méthode du SRF

La simulation de la commande *SRF-SMC* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes sauf pour :

- Le régulateur de la tension continue : $f_{dc}=8\text{Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Les Régulateurs des courants: $ki_d = ki_q = ki_o = 5e^5$, $k_d = k_q = k_o = 2e^{-8}$, $u_{dmax} = u_{qmax} = u_{omax} = 1e^3$

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.13) :

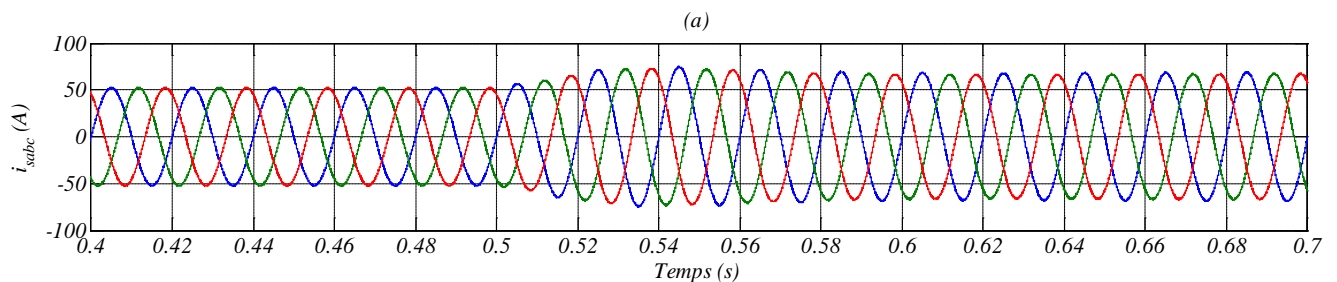


Figure (IV.13) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI-SMC (a) Courants de la source après filtrage

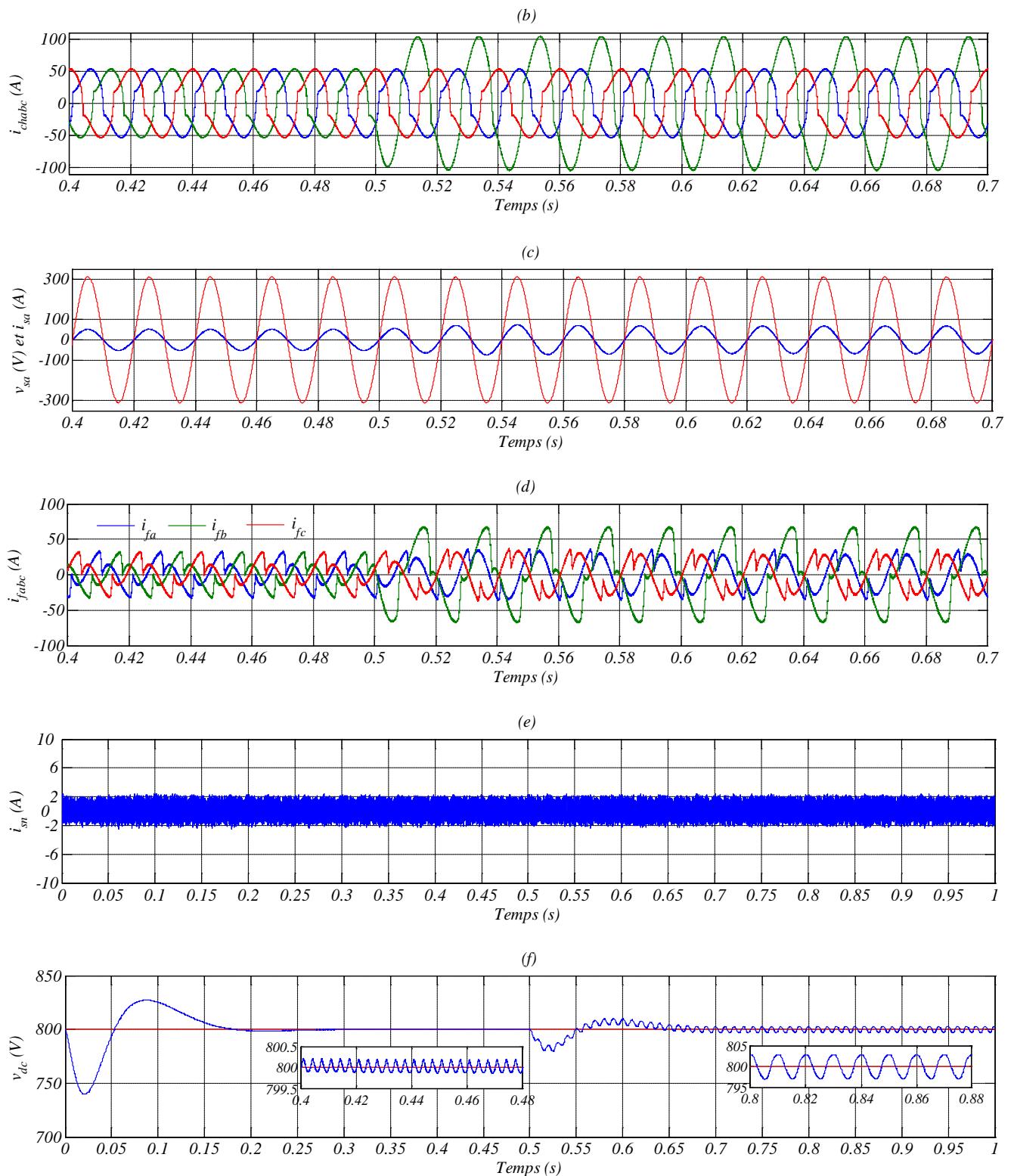


Figure (IV.13)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par SRF-PI-SM (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.3.1.5. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (IV.14) :

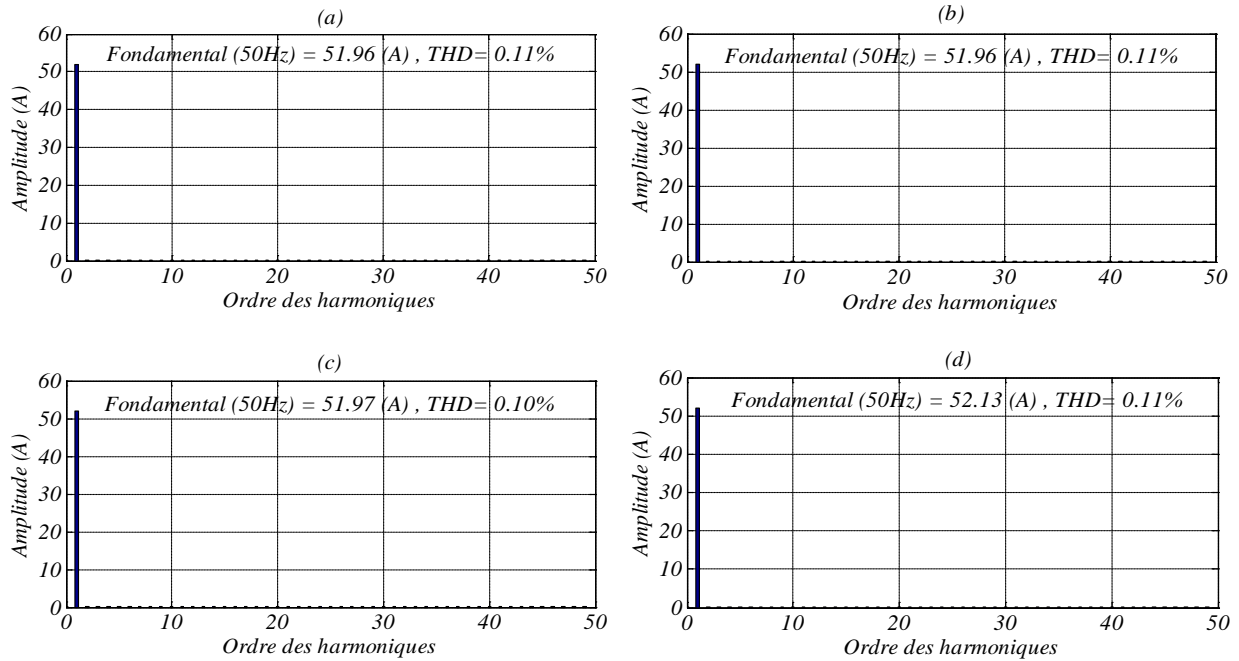


Figure (IV.14) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode directe dite théorie p-q-r, (c) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire, (d) Méthode du référentiel lié au synchronisme

IV.2.3.2. Interprétations des résultats

Les figures (IV.10,11,12,13-a) représentent la forme du courant de la source après le filtrage. On remarque que la forme du courant de la source après le filtrage est sinusoïdale. Ce qui prouve l'efficacité du dispositif de filtrage. Lors de la variation de la charge continue, le courant de la source passe par un régime transitoire pendant 0.08s pour les méthodes pqo et pqr, 0.05s pour la méthode CV et 0.09s pour la méthode SRF.

Les figures (IV.10,11,12,13-b) représentent la forme du courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale.

Le courant du réseau est toujours en phase avec la tension correspondante et le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (IV.10,11,12,13-c).

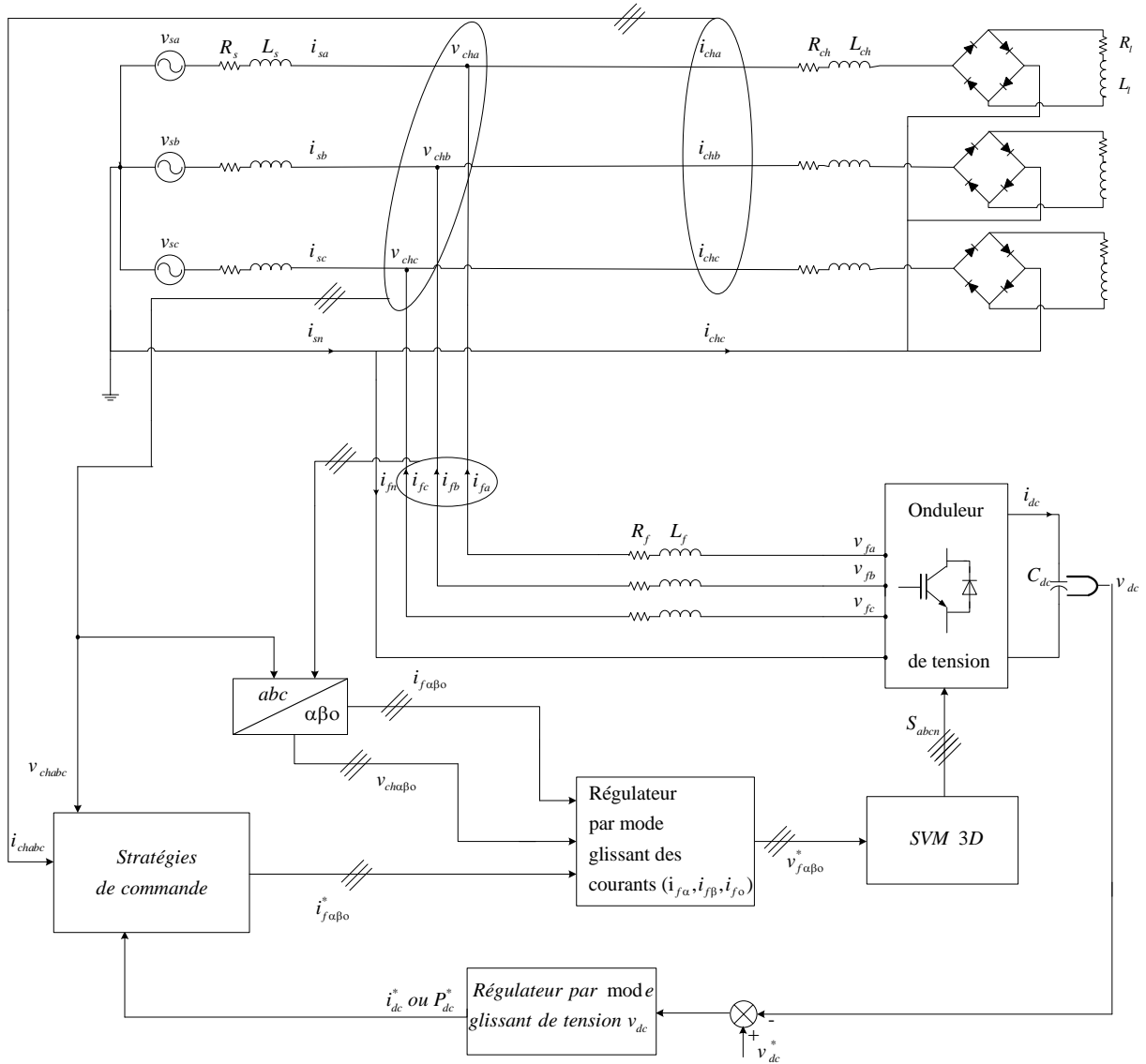
Les figures (IV.10,11,12,13-d) représentent les courants injectés par le filtre actif.

Les figures (IV.10,11,12,13-f) présentent la forme de la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge. Cette tension passe par un transitoire ne dépassant pas 0.32s pour l'ensemble des techniques de commandes appliquées avant qu'elle rejoigne de nouveau sa consigne. Les figures (IV.10,11,12,13-e) montrent l'allure du courant de neutre de valeur maximale égale à 2 A.

Le THD du courant de la première phase de la source est donné par la figure (IV.14) pour les différentes techniques de commande.

IV.2.4 Commande par mode glissant dans le repère stationnaire

Le schéma de cette commande est représenté par la figure (IV.15).



Figure(IV.15) : Commande par mode glissant dans le repère stationnaire d'un filtre actif quatre bras

Dans le repère stationnaire, le modèle du filtre actif parallèle est donné par :

$$\begin{cases}
 \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\alpha} + \frac{1}{L_f}v_{f\alpha} - \frac{1}{L_f}v_{ch\alpha} \\
 \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\beta} + \frac{1}{L_f}v_{f\beta} - \frac{1}{L_f}v_{ch\beta} \\
 \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fo} + \frac{1}{L_f}v_{fo} - \frac{1}{L_f}v_{cho} \\
 \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C v_{dc}}
 \end{cases} \tag{IV.25}$$

La conception de la commande passe par la subdivision de système en deux sous-systèmes comme suit :

Sous-système 1 :

Les tensions $v_{f\alpha}^*$, $v_{f\beta}^*$ et v_{fo}^* sont choisies comme grandeurs de commande tandis que les courants du filtre $i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$ et i_{fo} comme grandeurs de sortie. Dans ce cas, le modèle du premier sous-système devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\alpha} + \frac{1}{L_f}v_{f\alpha}^* - \frac{1}{L_f}v_{ch\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{f\beta} + \frac{1}{L_f}v_{f\beta}^* - \frac{1}{L_f}v_{ch\beta} \\ \frac{di_{fo}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fo} + \frac{1}{L_f}v_{fo}^* - \frac{1}{L_f}v_{cho} \end{cases} \quad (IV.26)$$

Sous-système 2 :

L'équation qui décrit ce sous-système est définie par :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C v_{dc}} \quad (IV.27)$$

Dans ce sous-système, le courant i_{dc}^* et P_{dc}^* sont considérés comme variables de commande et la tension v_{dc} comme variable de sortie.

IV.2.4.1. Régulation des courants $i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$ et i_{fo}

Les trois premières équations du système (IV.26) sont utilisées pour réguler les courants $i_{f\alpha}$, $i_{f\beta}$ et i_{fo} ou les tensions $v_{f\alpha}^*$, $v_{f\beta}^*$ et v_{fo}^* sont choisies comme grandeurs de commande. Ecrivons ces trois équations sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{I} = AI + Bu + G \quad (IV.28)$$

$$\text{Avec : } I = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \\ i_{fo} \end{bmatrix} ; u = \begin{bmatrix} v_{f\alpha}^* \\ v_{f\beta}^* \\ v_{fo}^* \end{bmatrix} ; A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} ; B = -\frac{1}{L_f} ; G = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f}v_{ch\alpha} \\ -\frac{1}{L_f}v_{ch\beta} \\ -\frac{1}{L_f}v_{cho} \end{bmatrix}$$

Les trois surfaces de glissement sont comme suit :

$$S = K(I^* - I) + K_i \int (I^* - I) dt \quad (IV.29)$$

$$\text{Avec : } S = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_o \end{bmatrix} ; I^* = \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} ; K = \begin{bmatrix} k_\alpha & 0 & 0 \\ 0 & k_\beta & 0 \\ 0 & 0 & k_o \end{bmatrix} ; K_i = \begin{bmatrix} k_{i\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & k_{i\beta} & 0 \\ 0 & 0 & k_{i_o} \end{bmatrix}$$

La dérivée de (IV.29), donne :

$$\dot{S} = K(\dot{I}^* - (AI + Bu + G)) + K_i(I^* - I) = 0 \quad (IV.30)$$

La résolution de cette équation donne l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$u_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} u_{\acute{e}q\alpha} \\ u_{\acute{e}q\beta} \\ u_{\acute{e}qo} \end{bmatrix} = (KB)^{-1} \left[-K_i(I^* - I) + K(AI + G - \dot{I}^*) \right] \quad (IV.31)$$

La commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite discontinue définit selon l'équation (IV.35) comme suit :

$$u_{dis} = \begin{bmatrix} u_{dis\alpha} \\ u_{dis\beta} \\ u_{diso} \end{bmatrix} = u_n \text{sign}(S) \quad (IV.32)$$

$$\text{Avec : } u_n = \begin{bmatrix} u_{\alpha \max} \\ u_{\beta \max} \\ u_{o \max} \end{bmatrix}$$

Enfin, on détermine la commande globale à partir des équations (IV.7), (IV.31) et (IV.32) par :

$$u = u_{\acute{e}q} + u_{dis} = \begin{bmatrix} u_{\acute{e}q\alpha} + u_{dis\alpha} \\ u_{\acute{e}q\beta} + u_{dis\beta} \\ u_{\acute{e}qo} + u_{diso} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{f\alpha}^* \\ v_{f\beta}^* \\ v_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (IV.33)$$

IV.2.4.2 Résultats de simulation

IV.2.4.2.1 Méthode du Cross-Vector

La simulation de la commande CV-SMC a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La fréquence de commutation : $f_s = 14$ kHz .
- La référence de la tension continue : $v_{dc \text{ ref}} = 800$ V .
- Régulateur de la tension continue : $c_k = ci = 1e^4$, $c_1=120$, $c_2=0.01$.
- Régulateurs des courants : $ki_\alpha = ki_\beta = ki_o = 5e^5$, $k_\alpha = k_\beta = k_o = 4e^{-8}$, $u_{\alpha \max} = u_{\beta \max} = u_{o \max} = 4e^4$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.16) :

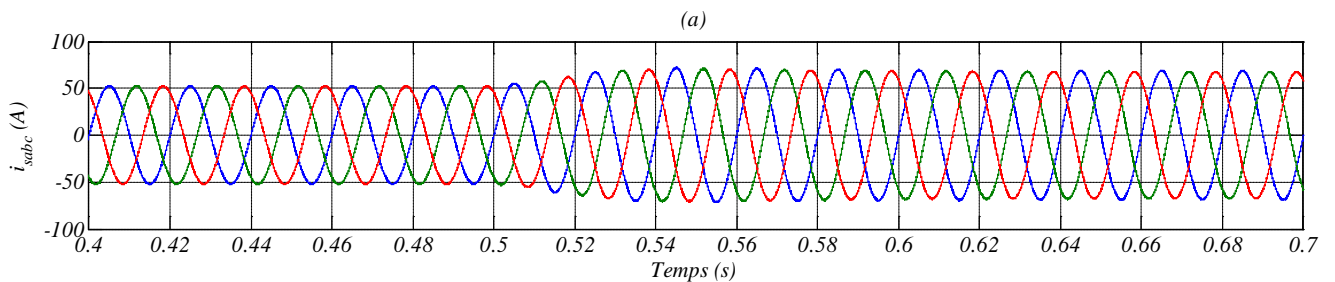


Figure (IV.16) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-SMC (a) Courants de la source après filtrage

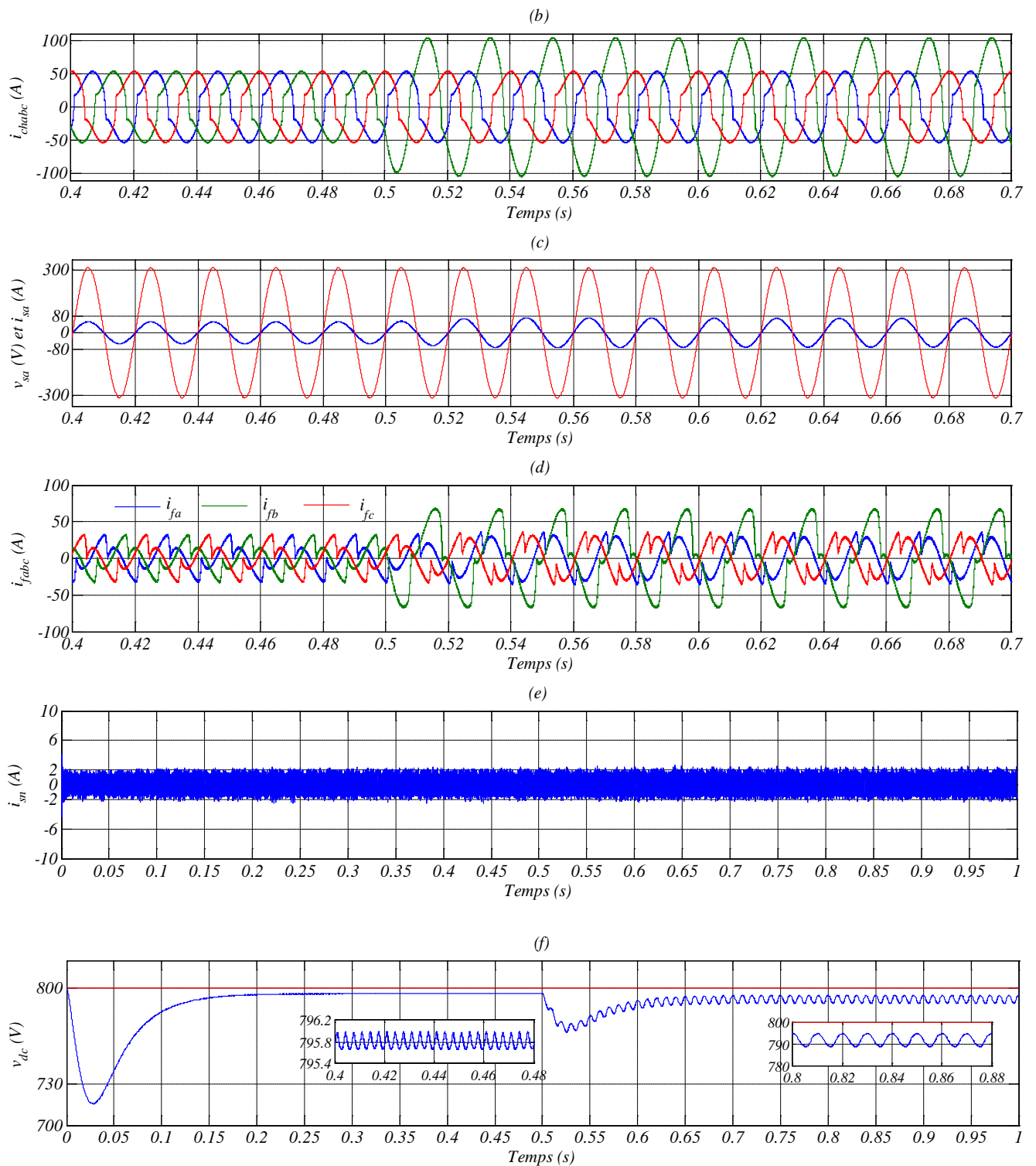


Figure (IV.6)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-SMC (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV2.4.2.2. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande pqo-SMC a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.17) :

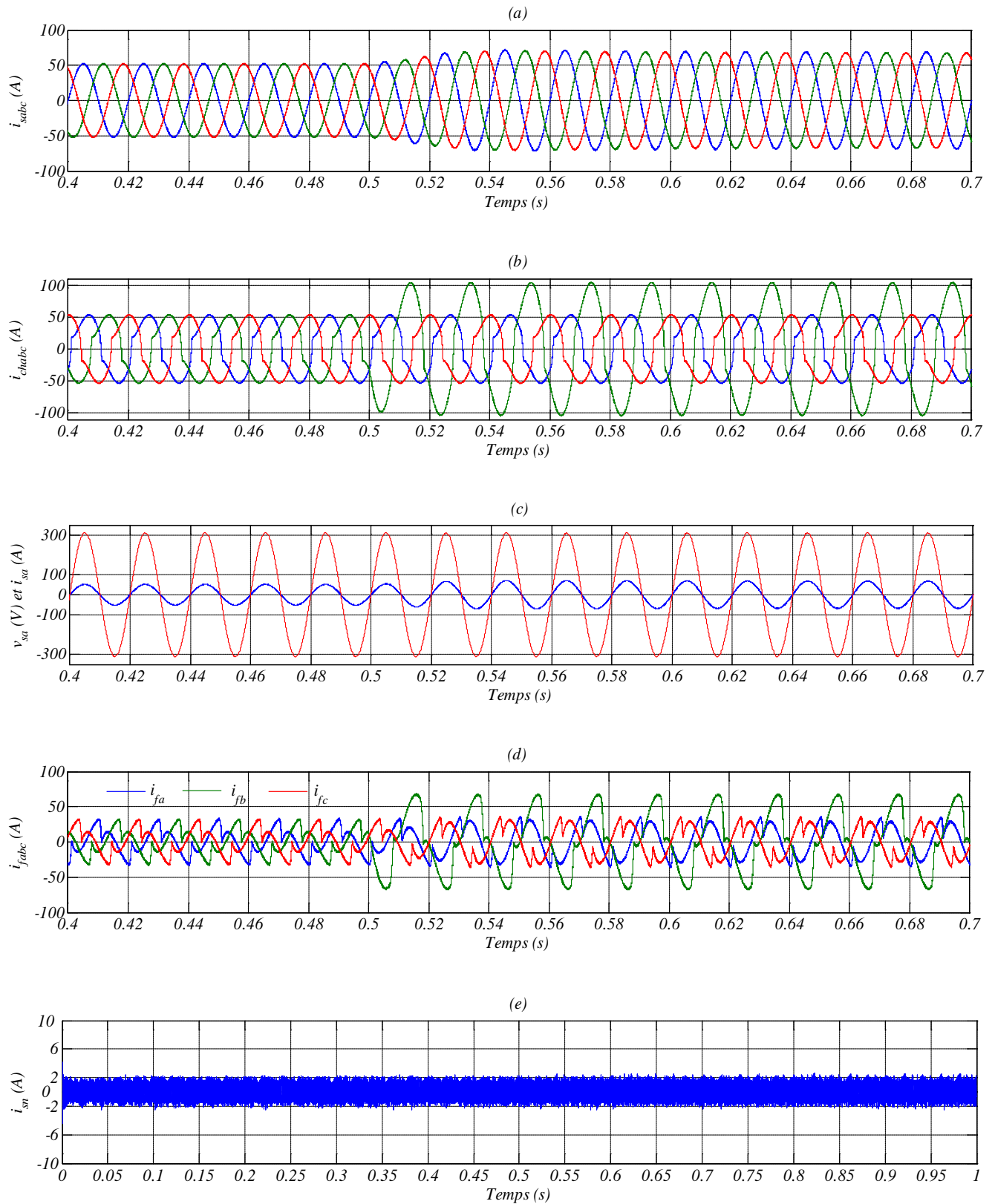


Figure (IV.17) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

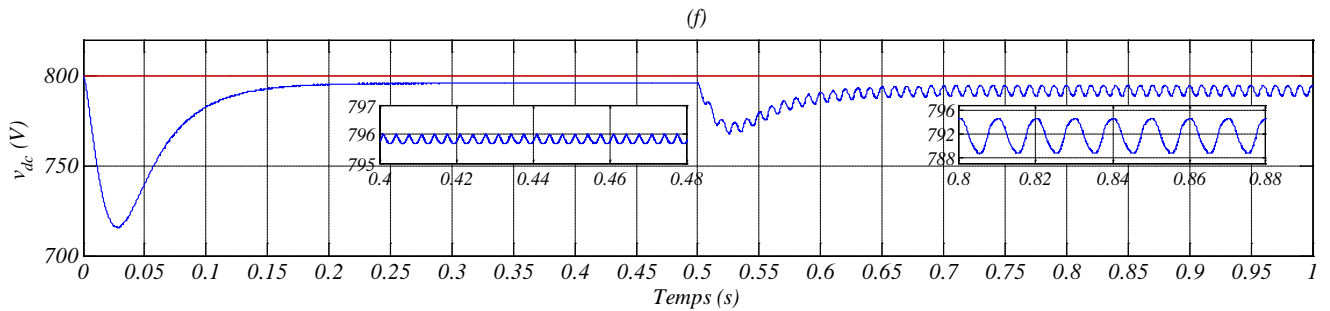


Figure (IV.17)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pgo-SMC (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.4.3. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (IV.14) :

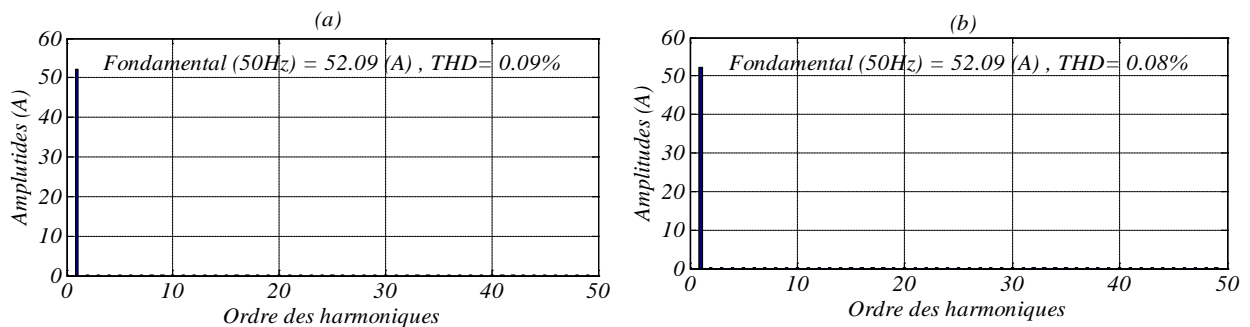


Figure (IV.18) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

IV.2.4.4. Interprétations des résultats

Les figures (IV.16,17-a) représentent la forme du courant de la source après le filtrage. On remarque que la forme du courant de la source après le filtrage est sinusoïdale, même lors de la variation de la charge ce qui prouve l'utilité du système de filtrage utilisé.

Les figures (IV.16,17-b) représentent la forme du courant de la charge. Il s'agit d'un courant très déformé et non sinusoïdale.

Le courant du réseau est toujours en phase avec la tension correspondante et le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (IV.16,17-c).

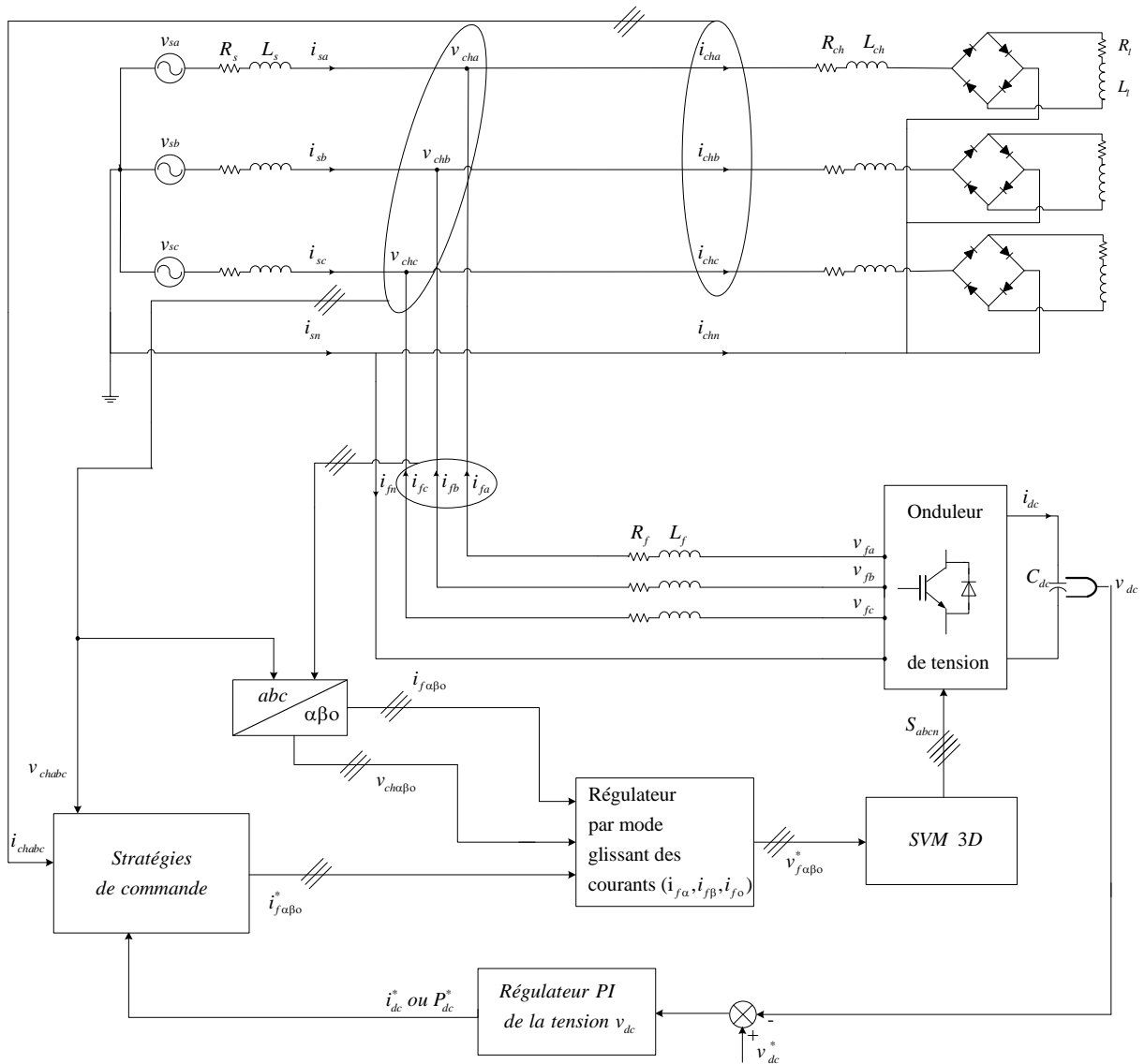
Les figures (IV.16,17-d) représentent les courants injectés par le filtre actif.

Les figures (IV.16,17-f) présentent la forme de la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge. L'allure de la tension continue montre une faible erreur statique pour les deux méthodes de commande. Les figures (IV.16,17-e) montrent l'allure du courant de neutre de valeur maximale égale à 2 A.

La figure (IV.18) représente le spectre harmonique du courant de la source pour les deux méthodes de commande CV et pgo.

IV. 2.5. Commande hybride PI-SMC dans le stationnaire

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (IV.19).



Figure(IV.19) : Commande hybride PI-SMC dans le stationnaire d'un filtre actif à quatre bras

IV. 2.5.1. Résultats de simulation

IV.2.5.1.1. Méthode du Cross-Vector

La simulation de la commande CV-PI-SMC a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La fréquence de commutation : $f_s = 14 \text{ kHz}$.
- La référence de la tension continue : $v_{dc \text{ ref}} = 800 \text{ V}$.
- Régulateur de la tension continue : $f_{dc} = 4 \text{ Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Régulateurs des courants: $ki_d = ki_q = ki_o = 5e^5$, $k_d = k_q = k_o = 2e^{-8}$, $u_{d\text{max}} = u_{q\text{max}} = u_{o\text{max}} = 1e^3$.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.20) :

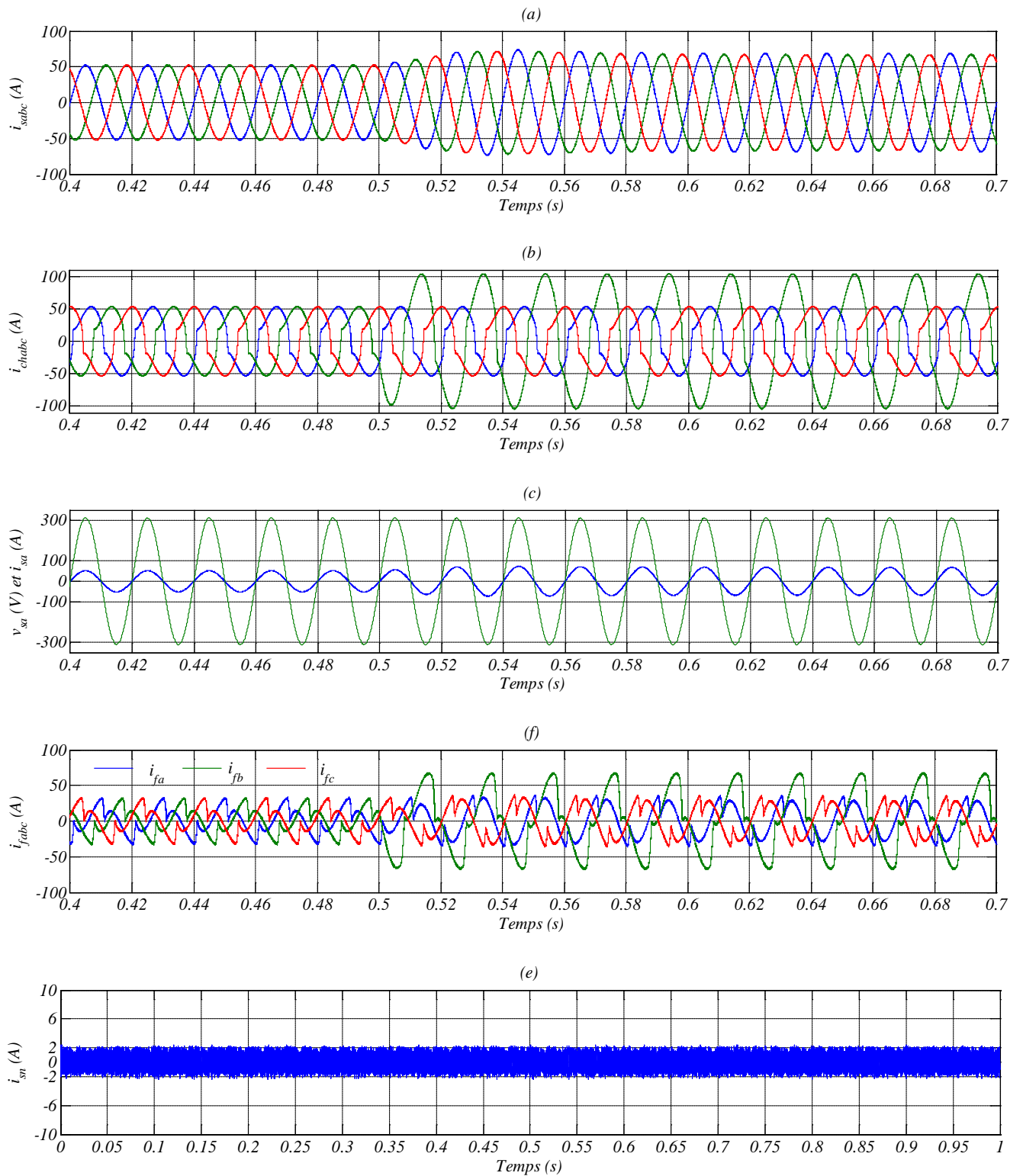


Figure (IV.20) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI-SMC (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage

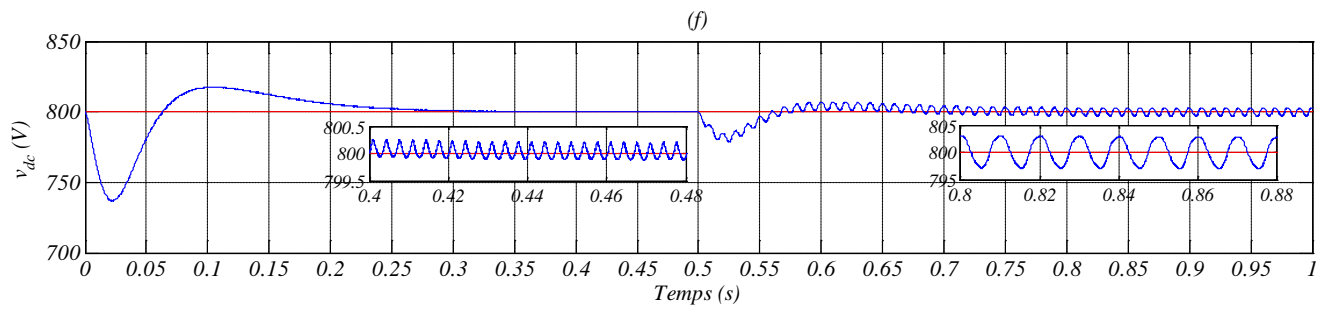


Figure (IV.20)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par CV-PI-SMC (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.5.1.2. Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire

La simulation de la commande *pqo-PI-SMC* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.21) :

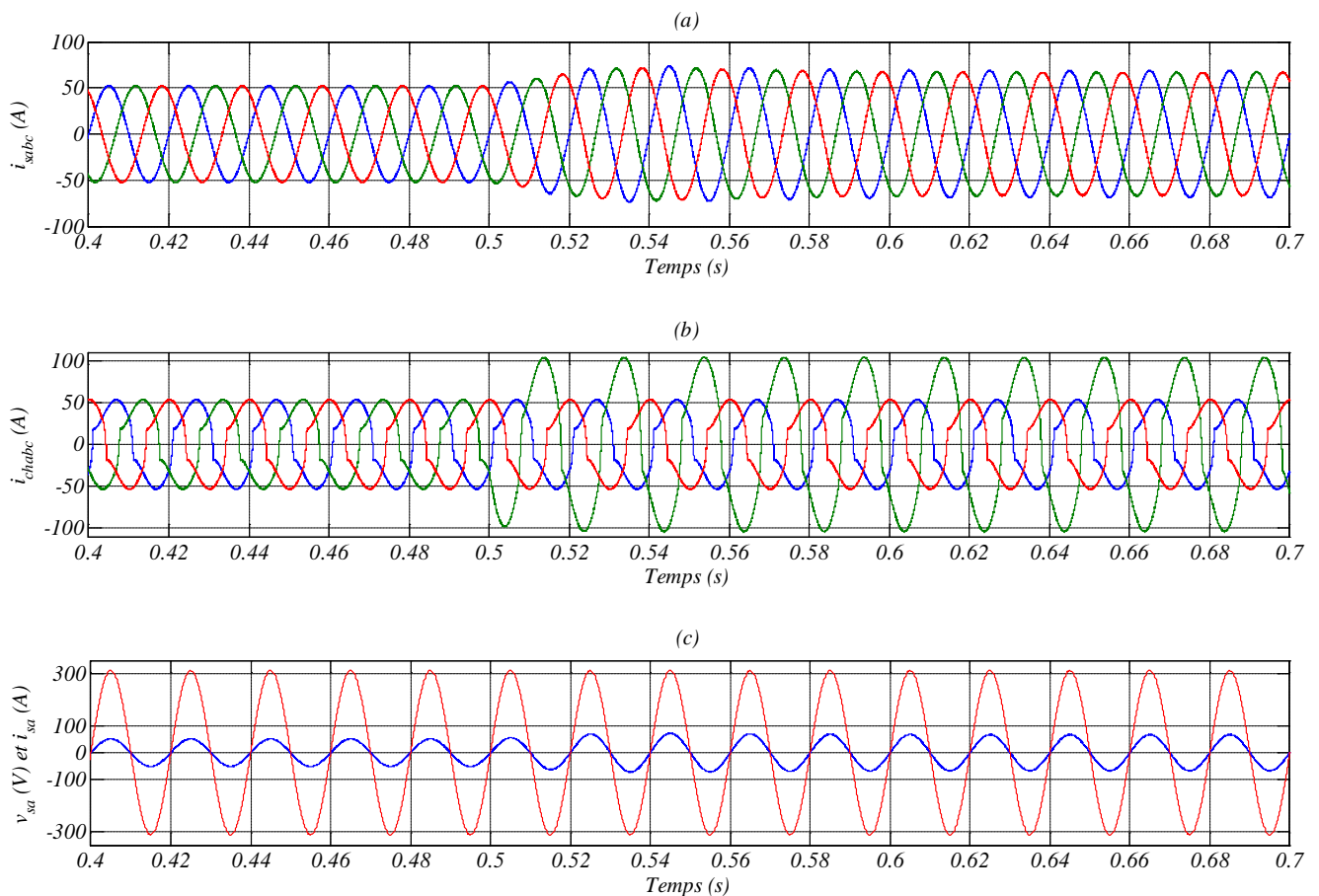


Figure (IV.21) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par *pqo-PI-SMC* (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage

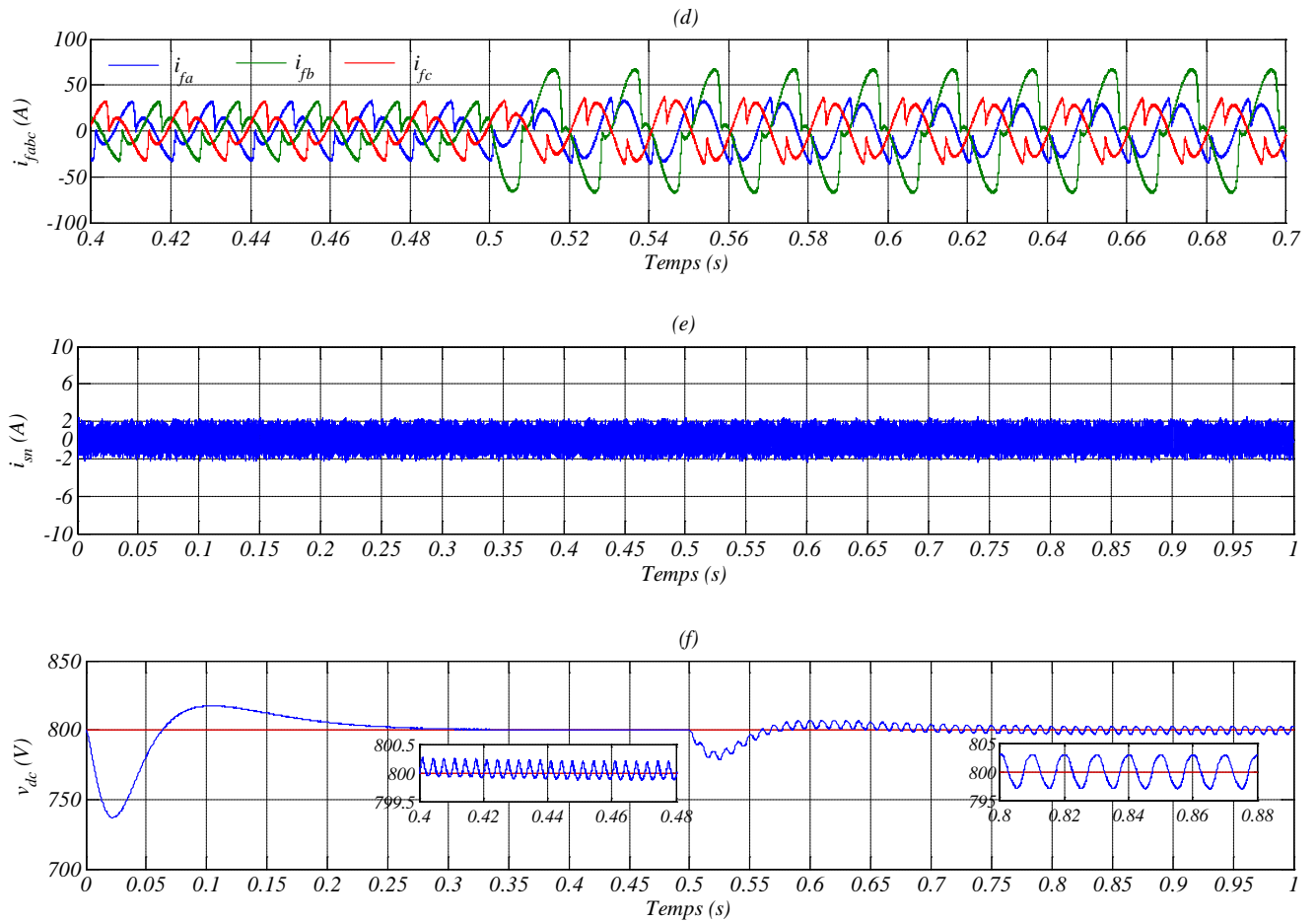


Figure (IV.21)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-PI-SMC (d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.5.1.3 Méthode du SRF

La simulation de la commande *SRF-PI-SMC* a été réalisée sous les mêmes conditions précédentes sauf pour :

- Le régulateur de la tension continue : $f_{dc}=8\text{Hz}$, $\xi_{dc} = 1$.
- Les régulateurs des courants: $ki_d = ki_q = ki_o = 5e^5$, $k_d = k_q = k_o = 2e^{-8}$, $u_{dmax}=u_{qmax}=u_{omax} = 1e^3$

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV.22) :

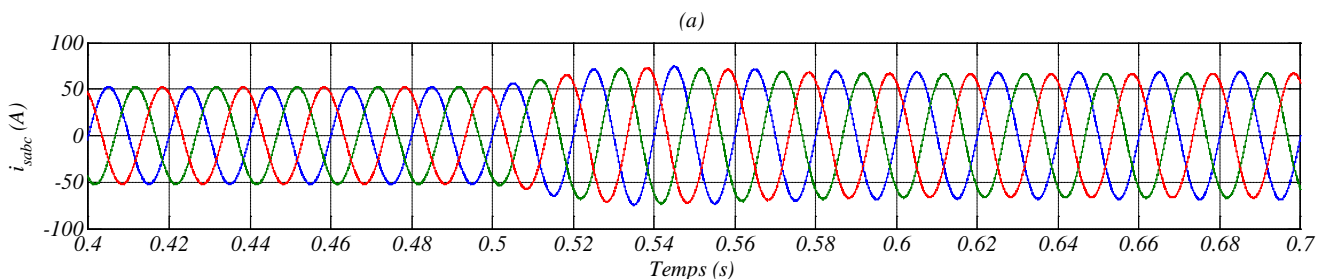


Figure (IV.22) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pqo-SMC (a) Courants de la source après filtrage

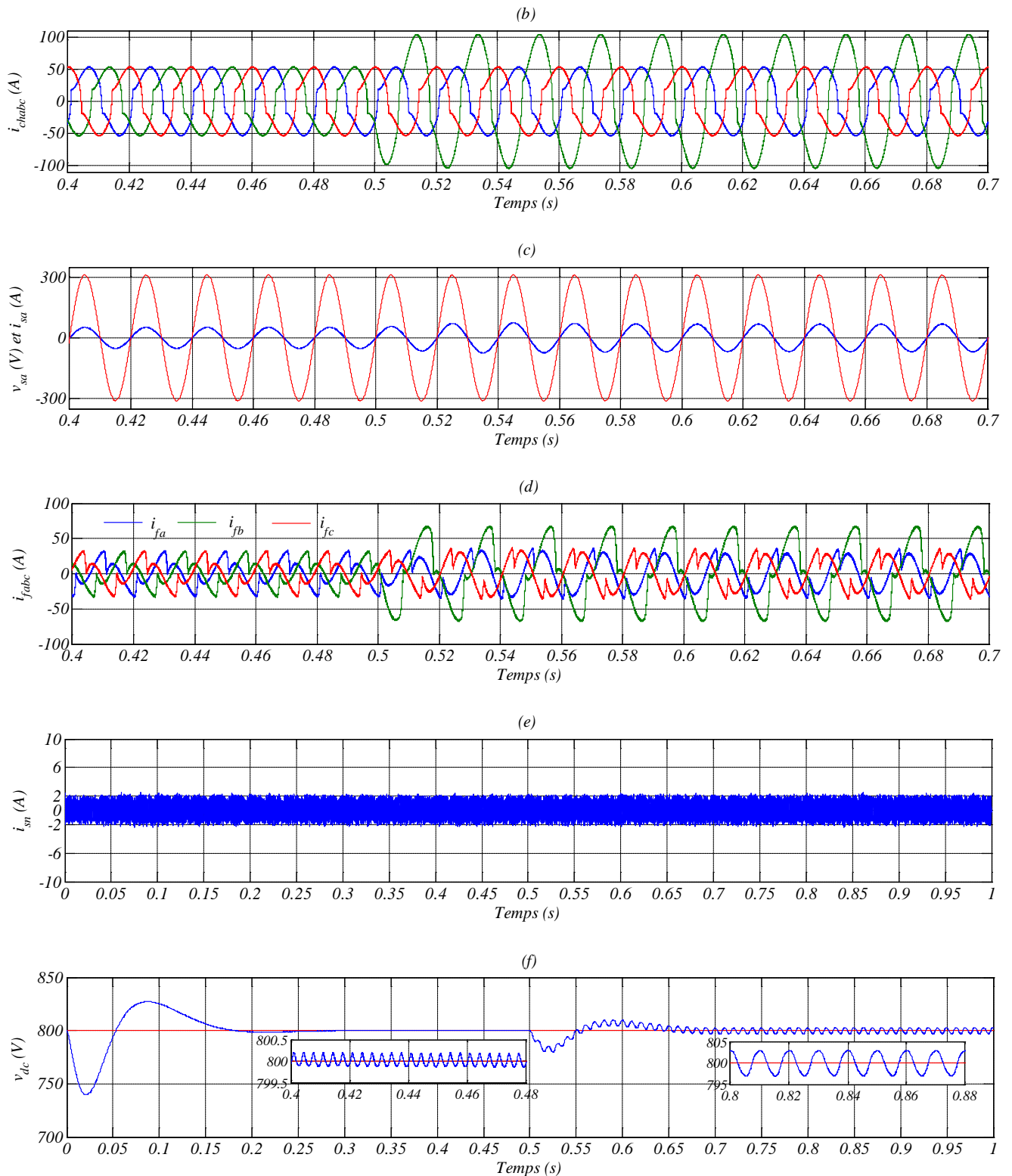


Figure (IV.22)(suite) : Performances du filtre actif à quatre bras contrôlé par pco-SMC (b) Courants de la charge, (c) Courant et tension de source de la première phase après filtrage, d) Courants injectés par le filtre actif de puissance à quatre bras, (e) Courant du neutre après filtrage, (f) Tension aux bornes du condensateur

IV.2.5.1.4. Spectres harmoniques

Les spectres harmoniques du courant de la source de la première phase pour les différentes stratégies sont donnés par la figure (IV.23) :

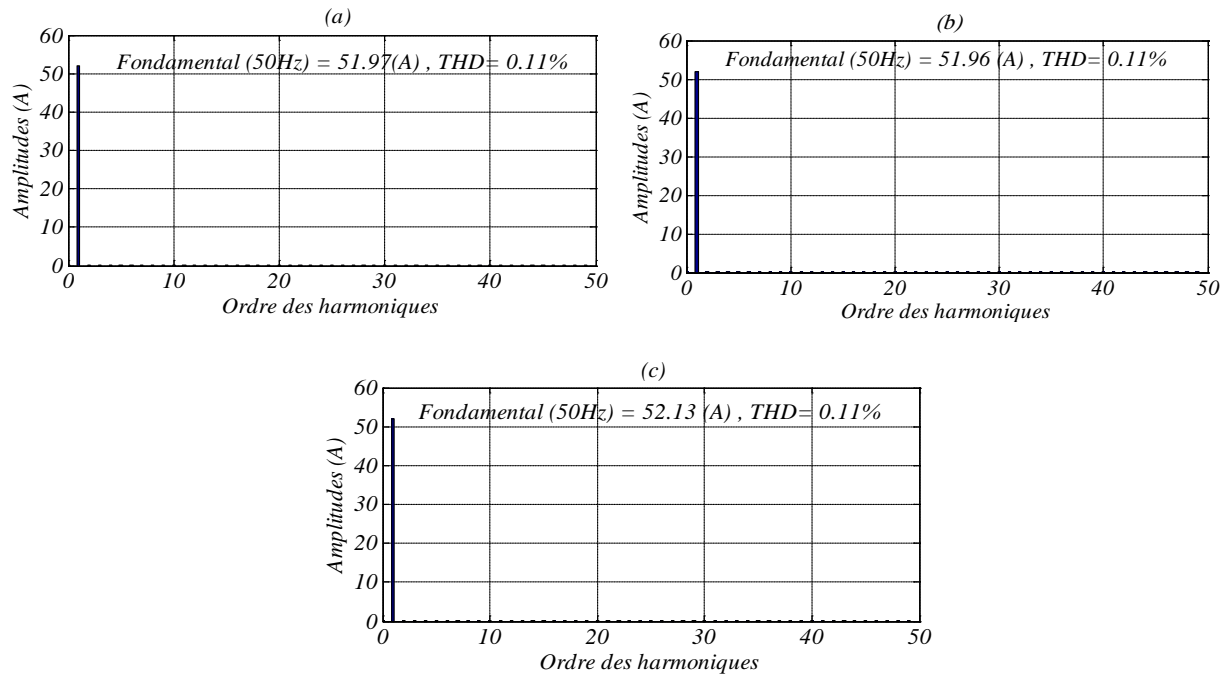


Figure (IV.23) : Spectre harmonique du courant de source de la première phase (a) Méthode de Cross-Vector, (b) Méthode des puissances réelle, imaginaire et homopolaire, (c) Méthode du référentiel lié au synchronisme

IV.2.5.2. Interprétations des résultats

Les figures (IV.20,21,22-a) représentent le courant filtré de la source lors d'une variation de la charge côté continu. Il reprend sa forme sinusoïdale après qu'il passe par un régime transitoire lors de la variation de la charge.

Le courant de source de la première phase après le filtrage est sinusoïdale et en phase avec la tension de la première phase, ainsi le facteur de puissance est unitaire comme le montrent les figures (IV.20,21,22-c).

Les figures (IV.20,21,22-d) représentent les courants injectés par le filtre actif.

Les figures (IV.20,21,22-f) présentent la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge. On constate de faibles erreurs statiques pour les trois méthodes. Les figures (IV.20,21,22-e) montrent l'allure du courant de neutre dont la valeur maximale est égale à 2 A.

La figure (IV.23) regroupe les taux de distorsion du courant de la source pour les trois méthodes de commande (CV, pqo et SRF).

IV.3. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, la méthode de commande par mode glissant a été combinée avec les différentes stratégies de commande d'un filtre actif à quatre bras. Nous constatons que, le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande par mode glissant qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires soumis à des perturbations.

A partir des résultats de simulation présentés dans ce chapitre, on conclut que le réglage par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques *PI*. En effet, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et

dynamique traduites dans un temps de réponse plus court et sans dépassement. Ils assurent également une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Les résultats de simulation montrent également que la méthode de commande par mode glissant améliore remarquablement le fonctionnement du filtre actif parallèle à quatre bras en termes d'amplitude du courant du neutre et du THD à comparer par rapport à l'application de la commande linéaire.

Conclusion générale

Ces dernières années ont vu, chez les consommateurs d'énergie électrique, se multiplier les charges non-linéaires, responsables de l'apparition des harmoniques et des effets néfastes qui leurs sont liés. Le problème de la réduction de cette pollution harmonique est, par conséquent, devenu l'un des grands défis de la distribution électrique, surtout que leurs comportements sont de moins en moins prédictibles et les risques d'interaction sont de plus en plus importants.

La limitation de la pollution harmonique peut être abordée par des approches à priori ou à posteriori. Les premières regroupent l'ensemble des normes et contraintes financières utilisées par les distributeurs d'énergie pour maintenir la génération d'harmoniques dans certaines limites, limites qui sont fournies par une analyse statistique globale du problème. S'il n'est pas possible d'empêcher l'apparition des pollutions harmoniques, les méthodes à posteriori apportent la possibilité de dépolluer les réseaux électriques. Selon le cas, nous parlerons d'absorber, de compenser ou d'atténuer les harmoniques, par des d'équipements électriques tels que les filtres. En général, les solutions passives s'avèrent insuffisantes. Le filtrage actif de puissance, qui consiste à annuler en un point une pollution harmonique variable, fournit une approche plus souple et plus efficace.

Sur la base de ce constat, nous nous sommes intéressés dans ce mémoire à étudier les dispositifs de dépollution des réseaux électriques en utilisant les filtres actifs. Notre travail s'est porté plus particulièrement sur l'étude du filtre actif parallèle à quatre bras .

Nous avons présenté, dans un premier chapitre, la problématique des perturbations ou distorsions harmoniques générées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. L'augmentation régulière du nombre de dispositifs d'électronique de puissance utilisés dans les systèmes électriques ne fait qu'accentuer ces perturbations. En outre, les origines et les effets néfastes de ces perturbations ont été abordés et les normes en vigueur ont été présentées. Ces normes, notamment imposées aux distributeurs d'énergie, autorisent cependant la génération d'harmoniques dans certaines limites. En outre, le respect de ces normes motive l'étude et le développement de méthodes efficaces pour dépolluer les réseaux électriques, comme par exemple les dispositifs de filtrage actif, objets de ce manuscrit.

Dans un deuxième chapitre, nous avons présenté les stratégies de commande du filtre actif parallèle triphasé à quatre bras alimenté en courant basées sur quatre algorithmes de génération des signaux de référence. Il s'agit de l' algorithme basé sur les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées, l'algorithme du vecteur croisé, l'algorithme dit du référentiel lié au synchronisme, et l'algorithme p-q-r. L'objectif étant de compenser les harmoniques de courant circulant dans un réseau électrique triphasé avec neutre.

Les résultats de simulation montrent que le filtre actif présente de bonnes performances pour les différentes techniques de commande adoptées.

Dans un troisième chapitre, nous avons présenté en première lieu la modulation vectorielle tridimensionnelle de l'onduleur de tension à deux niveaux à quatre bras. Ensuite nous avons étudié les structures de réglage à base de régulateurs PI dans les repères abc, synchrone et stationnaire. 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.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques. La commande par mode glissant est, par nature, une commande non linéaire et sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées, tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation. Enfin, nous avons étudié l'application du mode glissant pour la commande du filtre actif parallèle à quatre bras. Les résultats auxquels nous avons obtenus prouvent l'utilité de l'approche adoptée tant en régime statique que dynamique.

Enfin, les études réalisés dans le cadre de ce mémoire ouvrent la voie à diverses perspectives. On peut citer entre autres :

- Application d'autres techniques d'extraction des harmoniques ;
- Explorer les possibilités offertes par d'autres commandes non linéaires.
- Etude des filtres actifs à quatre bras multiniveaux ;

Bibliographie

- [1] N. Bruyant, “Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 1999.
- [2] M. M. Abdusalam, “Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales”, Thèse de Doctorat, Université, H. Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [3] IEC 61000-3-4, “Limits: limitation of emissions of harmonic currents low- power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A”, 1998.
- [4] M. Kamil et S. Nouri, “Commandes non linéaires d’un filtre actif parallèle”, Mémoire de Fin d’Etudes, Université de M’sila, 2010.
- [5] M. A. Alali, “Contribution à l’étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension”, Thèse Doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [6] H. Kouara, “Application d’un filtre série au contrôle de la tension d’un réseau basse tension”, Mémoire de Magister, Université de Batna, Février 2006.
- [7] A. Chebabhi, “Stratégies de commande des filtres actifs”, Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbes, 2011.
- [8] S. Mouttou, “Nouvelles approches de commande d’un filtre actif parallèle à source de courant”, Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois- Rivières, Octobre 2002.
- [9] Dj. Ould Abdeslam, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ”, Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Pluridisciplinaire Jean - Henri Lambert, Université de Mulhouse, 2005.
- [10] C. Fetha, “Analyse et amélioration de l’indice de la non symétrie de tension dans la qualité de l’énergie électrique ”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Mai 2006.

- [11] C. Dewez, “Modélisation d’un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d’une commande basée sur le rejet de perturbations”, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, France, 2007.
- [12] M. Fatiha, “Etude et commande d’un filtre actif parallèle à structure de tension”, Mémoire de Magister, Université, Oran, Octobre 2001.
- [13] T. Gouraud, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Nantes, 1997.
- [14] S. Beaulieu, “Etude et mise au point d’un filtre actif d’harmoniques en vue d’améliorer la qualité de l’alimentation électrique”, Mémoire de Fin d’Etude, Université, Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [15] J. Xu, “Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 1994.
- [16] J. R. Espinoza, G. Joós, H. Jin, “Modelling and implementation of space vector PWM techniques in active filter applications”, *Elect. & Comp. Eng.* Concordia University, Montréal, Canada, 1996.
- [17] L. Benchaita, S. Saadate, A. S. Nia, “A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation”, *IEEE trans. Power Systems.*, Vol. 14, pp. 642-647, Mai 1999.
- [18] K. Haddad, “Design and implementation of three-phase four-wire active filters”, Master Thesis, Concordia University, 1996.
- [19] M. Sc. Mariusz Cichowlas, “PWM Rectifier with active filtering”, Ph. D. Thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 2004.
- [20] L. Gyugyi, E.C. Strycular, “Active AC power filters”, *IEEE IAS Annual meeting*, Vol. 19-c, pp. 529-535, 1976.
- [21] L. Benchaita, “Etude par simulation numérique et expérimentation, d’un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, Nancy, 1998.
- [22] A. S. Nia, “Contribution à l’étude théorique et expérimentale d’un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 1996.
- [23] O. Bouakaz, “Contribution à l’analyse des onduleurs multiniveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [24] Ouahiba Fadli, “Modélisation et commande non linéaire de l’association : Machine synchrone à aimants permanents-onduleur de tension à trois niveaux”, Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.

- [25] G. S. Eskandar, "Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques", Thèse de Doctorat, Université. H. Poincaré, Nancy-I, Octobre 2003.
- [26] M. Ucar, E. Ozdemir, "Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition", *Electric Power Systems Research*, vol. 78, pp. 58-73, 2008.
- [27] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits", *Proceeding of International Power Electronics Conference*. Tokyo, Japan, pp. 1375-1386, 1983.
- [28] M. C. Benhabib, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : Modélisation simulation et validation expérimentale de la commande", Thèse Doctorat, Université H. Poincaré, Nancy I, 2004.
- [29] T. Gouraud, "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, Janvier 1997.
- [30] S. Beaulieu, "Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique", Mémoire de Fin d'Etudes, Université Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [31] M. Bouzidi, "Stratégie de contrôle direct de puissance associées à des commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle multiniveaux", Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbes, 2011.
- [32] R. Zhang, "High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source", Ph. D Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 1998.
- [33] H. Akagi, S. Ogasawara, H. kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems and its applications", *Electrical Engineering in Japan*, vol.135, N°.3, pp. 74-86, 2001 .
- [34] F. Z. Peng, G. W. Ott, D. J. Adams, "Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive theory for three-phase four wire systems", *IEEE Trans. on Power Electronic*, Vol. 13, N°6, pp. 1174-1181, 1998.
- [35] F. Z. Peng, J. S. LAI, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems", *IEEE Trans. On I.M*, Vol. 45, N°.1, pp. 293-297, 1996.
- [36] H. Kim, H. Akagi, "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames", *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99*. 1999 , Vol. 1 , 1999.
- [37] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory", *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference , PESC'01* , Vol. 2 , pp. 478 -485, 2001.

- [38] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, “Spectral analysis of instantaneous powers in single-phase and three-phase systems with use of p-q-r theory”, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'01 , Vol. 1 , pp. 54 -61, 2001.
- [39] M. C. Benhabib and S. Saadat , “New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame”, Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, France, Vol. 73, pp. 353-362, March 2005.
- [40] M. Kercha, “Commande par mode de glissement d’un moteur pas à pas à aimants permanents”, Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2005.
- [41] B. Abdelouahab et H. A. Adel, “Commande par mode de glissement d’une suspension active d’un véhicule”, Mémoire de Fin d’Etudes, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2005.
- [42] J. Chang Lo and Ya HuiKuo, “Decoupled fuzzy sliding-mode control”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol.6, No. 3, August 1998.
- [43] H. Amimeur, “Contribution à la commande d’une machine asynchrone double étoile par mode de glissement”, Thèse de Magistère, Université de Batna, Mai 2008.
- [44] V. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, No.1, pp. 212-222, April 1977.
- [45] A. Bouzidi et M. Bouchareb, “Commande par mode glissant floue d’un D-STATCOM multiniveaux ”, Mémoire de Fin d’Etudes, Université de M’sila, 2011.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Messieurs : Said BARKAT
Mansour BOUZIDI

Présenté par : BADRA Mohamed Saleh
DJERAR Zinelaabidine
DEHIRI Adel

Thème :

Commande par mode glissant d'un filtre actif parallèle à quatre bras

Résumé :

Les réseaux électriques subissent de plus en plus les effets néfastes des harmoniques et des déséquilibres provoqués par de différentes charges polluantes. Pour faire face à ce genre de problèmes, le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus réponsues.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte. L'idée fondamentale s'articule sur la conception d'une commande à structure variable d'un filtre actif parallèle à quatre bras. L'objectif vise étant l'amélioration davantage des performances du système de filtrage.

Dans la première partie du présent travail, les algorithmes les plus répandus d'identification des courants harmoniques de référence sont présentés. Ceci nous a permis d'étudier les techniques de commande les plus utilisées, notamment celles à base de la PWM à hystérésis.

L'effort réalisé dans la deuxième partie consiste au développement des stratégies de commande basées sur la modulation vectorielle tridimensionnelle appliquée à un filtre parallèle à quatre bras.

En profitant des avantages offerts par les modes glissants, ce travail est achevé par l'application de cette technique de commande sur le filtre actif à quatre bras en vue de compenser un réseau à quatre fils.

Mots Clés :

Filtre actif parallèle, Onduleur à quatre bras, PWM à hystérésis, PWM vectorielle tridimensionnelle, Mode glissant.