

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**Université de Batna 2**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Electrotechnique**



## **Mémoire**

**Présenté pour l'obtention du diplôme de  
MAGISTER en Électrotechnique**

### **OPTION**

Commande Electrique

**Par**

**MOUSSA Oussama**

**Thème**

---

# **ETUDE DES HARMONIQUES ET TECHNIQUES DE COMMANDES DU FILTRE ACTIF**

---

Soutenu devant le jury composé de :

|                         |        |                       |               |
|-------------------------|--------|-----------------------|---------------|
| Dr. FETHA Chérif        | Prof.  | Université de Batna 2 | Président     |
| Dr. BENAGGOUNE Said     | M.C.A  | Université de Batna 2 | Rapporteur    |
| Dr. BAHI Tahar          | Prof.  | Université de Annaba  | Co-Rapporteur |
| Dr. ARBAOUI Faycel      | M.C.A  | Université de Annaba  | Examineur     |
| Dr. DEKHINET Abdelkamel | M.C.A. | Université de Batna2  | Examineur     |

|   |                                     |
|---|-------------------------------------|
| SOMMAIRE.....   | I                                   |
| LISTE DES FIGURES.....  | II                                  |
| LISTE DES TABLEAUX.....   | III                                 |
| INTRODUCTION GÉNÉRALE.....  | 1                                   |
| <b>CHAPITRE I : PERTURBATION DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES ET SOLUTION DE<br/>DEPOLLUTION.</b> |                                     |
| <b>I.1 Introduction.....</b>  | <b>3</b>                            |
| <b>I.2 Définition de la perturbation.....</b>   | <b>4</b>                            |
| I.2.1 Perturbation électrique.....  | 4                                   |
| I.2.2 Perturbation harmonique.....  | 4                                   |
| I.2.3 Origine des harmoniques.....  | 5                                   |
| I.2.4 Effets des harmoniques.....   | 5                                   |
| I.2.5 Caractérisation des perturbations harmoniques.....                                      | 6                                   |
| I.2.5.1 Taux de distorsion harmonique.....  | 6                                   |
| I.2.5.2 Taux d'harmonique global de distorsion.....   | 7                                   |
| I.2.5.3 Facteur de puissance.....   | 7                                   |
| I.2.6 Sources des perturbations harmoniques.....  | 8                                   |
| I.2.7 Effets des harmoniques sur le réseau électrique.....                                    | 8                                   |
| I.2.7.1 Aspect économique.....  | 8                                   |
| I.2.7.2 Effets instantanés.....   | 9                                   |
| I.2.8 Effets à terme.....   | 9                                   |
| <b>I.3 MODELISATION DU RESEAU ELECTRIQUE.....</b>   | <b>ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.9</b> |
| <b>I.4 MODELISATION DE LA CHARGE.....</b>   | <b>10</b>                           |
| <b>I.5 TYPE DE CHARGE.....</b>  | <b>12</b>                           |
| I.5.1 Charge linéaire.....  | 12                                  |
| I.5.2 Cas d'une charge non linéaire.....  | 15                                  |
| <b>I.6 PRINCIPES DE COMPENSATION.....</b>   | <b>18</b>                           |
| I.6.1 Solutions traditionnelles de la dépollution.....  | 18                                  |
| I.6.1.1 Les filtres passifs.....  | 19                                  |
| I.6.1.2 Inconvénients du filtrage passif.....   | 20                                  |
| I.6.1.3 Solutions modernes.....   | 20                                  |
| <b>I.7 FILTRAGE ACTIF.....</b>  | <b>20</b>                           |
| <b>I.8 CONCLUSION.....</b>  | <b>22</b>                           |
| <b>CHAPITRE II : METHODES D'EDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES.</b>                      |                                     |
| <b>II.1 INTRODUCTION.....</b>   | <b>24</b>                           |
| <b>II.2 CLASSIFICATION DES METHODES D'IDENTIFICATION DES COURANTS PERTURBATEURS.....</b>      | <b>24</b>                           |

|             |   |           |
|-------------|---|-----------|
| II.2.1      | Méthode trigonométrique (méthode tri-monophasée)                    | 25        |
| I.2.1.1     | Algorithme d'identification   | 27        |
| I.2.1.2     | Remarque sur la méthode   | 27        |
| II.2.2      | Méthode de la Puissance Instantanée Réelle et Imaginaire ( PIRI )   | 28        |
| I.2.2.1     | Forme d'états d'un filtre passe bas de quatrième ordre              | 30        |
| I.2.2.2     | Calcul des courants harmoniques                                     | 31        |
| II.2.3      | Méthode de référentiel synchrone (SRF: synchronous reference frame) | 32        |
| II.2.4      | Méthode basée sur le principe du courant actif                      | 34        |
| I.2.4.1     | Algorithme de la méthode basée sur le principe du courant actif     | 36        |
| <b>II.3</b> | <b>RESULTAT DE SIMULATION</b>                                       | <b>37</b> |
| II.3.1      | Charge triphasée non-linéaire équilibrée                            | 37        |
| II.3.2      | Méthode trigonométrique (tri-monophasée)                            | 38        |
| II.3.3      | Méthode de la Puissance Instantanée Réelle et Imaginaire ( PIRI )   | 39        |
| II.3.4      | Méthode de référentiel synchrone                                    | 42        |
| II.3.5      | M Méthode basée sur le principe du courant actif                    | 44        |
| II.3.6      | Comparaison des méthodes  | 46        |
| <b>II.4</b> | <b>CONCLUSION</b>   | <b>47</b> |

### CHAPITRE III : Filtrage actif parallèle

|              |   |           |
|--------------|---|-----------|
| <b>III.1</b> | <b>INTRODUCTION</b>   | <b>48</b> |
| <b>III.2</b> | <b>FILTRAGE ACTIF PARALLELE</b>                                       | <b>48</b> |
| III.2.1      | Structure générale  | 48        |
| <b>III.3</b> | <b>MODELES DES BLOCS DE PUISSANCE</b>                                 | <b>49</b> |
| III.3.1      | Onduleur de tension   | 49        |
| III.3.1.1    | Modélisation de l'onduleur  | 50        |
| III.3.2.1    | Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé | 53        |
| III.3.2.2    | Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park)             | 54        |
| III.3.2.3    | Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire                    | 54        |
| III.3.3.1    | Système de stockage d'énergie   | 55        |
| III.3.3.2    | Filtre de couplage  | 57        |
| <b>III.4</b> | <b>STRATEGIES DE L'ONDULEUR</b>                                       | <b>59</b> |
| III.4.1      | Commande par hystérésis   | 59        |
| III.4.2      | Commande par MLI sinusoïdale  | 60        |
| III.4.3      | Commande par MLI vectorielle  | 60        |
| III.4.3.1    | Principe de la commande   | 60        |
| III.4.3.2    | Localisation du vecteur de référence                                  | 62        |
| III.4.3.3    | Calcul des temps de commutation                                       | 64        |
| <b>III.5</b> | <b>COMMANDE DU FILTRE ACTIF PARALLELE</b>                             | <b>67</b> |
| III.5.1      | Méthode de commande directe   | 68        |

|              |  |           |
|--------------|--|-----------|
| III.5.1.1    | Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI .....                               | 69        |
| III.5.1.2    | Commande directe dans le repère triphasé .....   | 69        |
| III.5.1.2.1  | Régulation de la tension continue $V_{dc}$ .....                                       | 70        |
| III.5.2      | Principe d'une boucle à verrouillage de phase .....                                    | 71        |
| III.5.3      | Résultats de simulation .....  | 73        |
| III.5.4      | Commande directe basée sur la théorie des puissances instantanées .....                | 77        |
| III.5.5      | Commande directe dans le repère synchrone .....  | 82        |
| III.5.5.1    | Régulation des courants $i_d, i_q$ .....   | 83        |
| III.5.5.2    | Régulateur de la tension continue .....  | 84        |
| III.5.6      | Commande directe dans le repère stationnaire basée sur la méthode des puissances ..... | 88        |
| III.5.6.1    | Résultats de simulation .....  | 89        |
| III.5.6.2    | Interprétations des résultats .....  | 90        |
| <b>III.6</b> | <b>CONCLUSION .....</b>  | <b>92</b> |

#### CHAPITRE IV : COMMANDE PAR MODE GLISSANT DU FILTRE ACTIF PARALLELE

|             |  |           |
|-------------|--|-----------|
| <b>IV.1</b> | <b>INTRODUCTION .....</b>  | <b>94</b> |
| <b>IV.2</b> | <b>REGLAGE A STRUCTURE VARIABLE.....</b>                                   | <b>94</b> |
| <b>IV.3</b> | <b>NOTION SUR LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....</b>                      | <b>95</b> |
| <b>IV.4</b> | <b>STRUCTURES DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....</b>                      | <b>95</b> |
| IV.4.1      | Structure avec la commutation au niveau de l'organe de commande .....      | 95        |
| IV.4.2      | Structure avec la commutation au niveau d'une contre réaction d'état ..... | 96        |
| IV.4.3      | Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente .....        | 96        |
| IV.4.4      | Types des régimes glissants .....  | 97        |
| <b>IV.5</b> | <b>ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT .....</b>                   | <b>97</b> |
| IV.5.1      | Choix des surfaces de glissement.....                                      | 98        |
| IV.5.2      | Conditions d'existence et de convergence du régime glissant .....          | 98        |
| IV.5.2.1    | Approche directe .....   | 99        |
| IV.5.2.2    | Approche de Lyapunov.....  | 99        |
| IV.5.3      | Détermination de la loi de commande .....                                  | 99        |
| IV.5.4      | Application au filtrage actif parallèle .....                              | 103       |
| IV.5.4.1    | Commande directe par mode glissant dans le repère synchrone.....           | 103       |
| IV.5.4.1.1  | Synthèse des régulateurs.....  | 104       |
| IV.5.4.1.2  | Résultats de simulation.....   | 106       |
| IV.5.4.2    | Commande directe par mode glissant dans le repère stationnaire.....        | 109       |
| IV.5.4.2.1  | Synthèse des régulateurs.....  | 110       |
| IV.5.4.2.2  | Résultats de simulation.....   | 113       |
| IV.5.4.2.3  | Interprétations des résultats.....   | 115       |
| IV.5.4.3    | Commande direct cascadée PI-mode glissant dans le repère synchrone.....    | 115       |
| IV.5.4.3.1  | Résultats de simulation.....   | 116       |
| IV.5.4.3.2  | Interprétations des résultats.....   | 118       |

|             |   |            |
|-------------|---|------------|
| IV.5.4.4    | Commande directe cascadiée PI-mode glissant dans le repère stationnaire ..... | 118        |
| IV.5.4.4.1  | Résultats de simulation .....   | 119        |
| IV.5.4.4.2  | Interprétations des résultats.....  | 121        |
| <b>IV.6</b> | <b>CONCLUSION .....</b>   | <b>122</b> |
|             | CONCLUSION GENERALE .....   | 123        |
|             | BIBLIOGRAPHIE.....  | 125        |

---

CHAPITRE I :PERTURBATIONS DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES ET SOLUTIONS DE DEPOLLUTION.

|   |    |
|---|----|
| Figure (I.1) : Décomposition d'un signal périodique .....                   | 04 |
| Figure (I.2) : Diagramme de Fresnel des puissances .....                    | 07 |
| Figure (I.3) : schéma électrique d'un réseau triphasé .....                 | 10 |
| Figure (I.4) : Schéma de la charge polluante.....                           | 10 |
| Figure (I.5) : Tension redressée et tensions triphasées .....               | 11 |
| Figure (I.6) : Schéma de connexion du réseau avec une charge linéaire ..... | 12 |
| Figure (I.7) : Courant de ligne pour une charge linéaire .....              | 13 |
| Figure (I.8) : Courants de charge pour une charge linéaire .....            | 14 |
| Figure (I.9) : Spectre harmonique du courant pour une charge linéaire ..... | 14 |
| Figure (I.10) : Tensions de source pour une charge non linéaire.....        | 15 |
| Figure (I.11) : Courants de ligne pour une charge non linéaire .....        | 17 |
| Figure (I.12) : Courants de charge pour une charge non linéaire .....       | 17 |
| Figure (I.13) : Spectre harmoniques du courant de ligne .....               | 17 |
| Figure (I.14) : Structure du pont dodécaphasé.....                          | 19 |
| Figure (I.15) : Structures de filtres passifs .....                         | 19 |
| Figure (I.16) : Structure du filtre actif parallèle .....                   | 21 |
| Figure (I.17) : Structure du filtre actif série.....                        | 21 |
| Figure (I.18) : Structure du filtre actif hybride (série, parallèle) .....  | 22 |

**CHAPITRE II :METHODES D'IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES.**

|   |    |
|---|----|
| Figure (II.1) : Algorithme d'extraction du fondamental par la méthode tri-monophasée .....  | 27 |
| Figure (II.2) : Schéma représentant le principe de séparation des puissances .....  | 30 |
| Figure (II.3) : Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées .....  | 32 |
| Figure (II.4) : Schéma de principe de séparation des composantes continues et pulsatoires (harmoniques).....  | 33 |
| Figure (II.5) : Principe d'identification des harmoniques par la méthode SRF .....  | 34 |
| Figure (II.6): Modélisation de la charge polluante .....  | 35 |
| Figure (II.7) : Algorithme d'identification des courants harmoniques par la méthode des courants actifs.....  | 36 |
| Figure (II.8) : Tension et courant de la charge non-linéaire équilibrée .....   | 37 |
| Figure (II.9) : Courants harmoniques et composants fondamentales identifiés par la méthode trigonométrique..  | 38 |
| Figure (II.10) : Tensions de phase du réseau électrique et courant de charge triphasée dans le repère de Concordia, puissance active et sa valeur moyenne et puissance imaginaire ..... | 40 |
| Figure (II.11) : Courants harmoniques triphasés et composants fondamentales triphasées identifiés par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.....                  | 41 |

|  |    |
|--|----|
| Figure (II.12) : Courants de charge dans le repère (d – q) .....   | 43 |
| Figure (II.13) : Courants harmoniques triphasés et composantes fondamentales triphasées identifiés par la méthode de référentiel synchrone ..... | 43 |
| Figure (II.14) : Courants harmoniques et composantes fondamentales identifiés par méthode basée sur le principe du courant actif.....            | 46 |
| Figure (II.15) : Résultat de la comparaison des méthodes .....   | 46 |

**CHAPITRE III : FILTRAGE ACTIF PARALLELE .**

|   |    |
|---|----|
| Figure (III.1) : Structure générale du filtre actif parallèle .....                             | 49 |
| Figure (III.2) : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.....                         | 50 |
| Figure (III.3) : Schéma de liaison entre l'onduleur de tension et le réseau .....               | 50 |
| Figure (III.4) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux .....                             | 51 |
| Figure (III.5) : principe de la commande par hystérésis .....                                   | 59 |
| Figure (III.6) : Principe de commande du courant par MLI .....                                  | 60 |
| Figure (III.7) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur .....          | 61 |
| Figure (III.8) : Vecteur de référence dans le repère stationnaire .....                         | 62 |
| Figure (III.9) : Organigramme de calcul du secteur .....  | 63 |
| Figure (III.10) : Méthode de génération des impulsions par la commande MLI vectorielle .....    | 66 |
| Figure (III.11) : Schéma bloc de génération des impulsions pour une MLI vectorielle .....       | 66 |
| Figure (III.12) : Schéma de la commande directe.....  | 67 |
| Figure (III.13) : Schéma de la commande indirecte.....  | 68 |
| Figure (III.14) : Commande linéaire directe du filtre actif parallèle .....                     | 68 |
| Figure (III.15) : Structure de la boucle de régulation du courant .....                         | 69 |
| Figure (III.16) : Bloc de régulation du courant par un régulateur PI.....                       | 69 |
| Figure (III.17) : Boucle fermée de réglage de la tension continue.....                          | 71 |
| Figure (III.18) : Schéma de principe d'une P.L.L classique.....                                 | 71 |
| Figure (III.19) : Boucle de régulation de la pulsation angulaire .....                          | 72 |
| Figure (III.20) : Performances du filtre actif .....  | 74 |
| Figure (III.21) : Commande de l'onduleur par hystérésis .....                                   | 75 |
| Figure (III.22) : Valeurs du THD en fonction de la bande d'hystérésis.....                      | 75 |
| Figure (III.23) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 75 |
| Figure (III.24) : Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5\text{KHZ}$ ) .....              | 76 |
| Figure (III.25) : Tension aux bornes du condensateur.....                                       | 76 |
| Figure (III.26) : Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10\text{KHZ}$ ) ..... | 76 |
| Figure (III.27) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 77 |
| Figure (III.28) : Commande directe par des régulateurs PI dans le repère triphasé .....         | 78 |
| Figure (III.29) : Performances du filtre actif .....  | 79 |

|   |    |
|---|----|
| Figure (III.30) : Commande de l'onduleur par hystérésis ( bande d'hystérésis=1A) .....          | 80 |
| Figure (III.31) : Tension aux bornes du condensateur.....                                       | 80 |
| Figure (III.32) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ) .....              | 80 |
| Figure (III.33) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 81 |
| Figure (III.34) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ).....  | 81 |
| Figure (III.35) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 81 |
| Figure (III.36) : Commande directe par des régulateurs PI dans le repère synchrone .....        | 82 |
| Figure (III.37) : Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone .....        | 83 |
| Figure (III.38) : Bloc de régulation de la tension continue .....                               | 84 |
| Figure (III.39) : Performances du filtre actif .....  | 86 |
| Figure (III.40) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ) .....              | 86 |
| Figure (III.41) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 87 |
| Figure (III.42) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ) ..... | 87 |
| Figure (III.43) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 88 |
| Figure (III.44) : Commande linéaire directe par PI dans le repère stationnaire .....            | 88 |
| Figure (III.45) : Performances du filtre actif .....  | 90 |
| Figure (III.46) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ) .....              | 91 |
| Figure (III.47) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 91 |
| Figure (III.48) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ) ..... | 91 |
| Figure (III.49) : Tension aux bornes du condensateur .....                                      | 92 |

#### CHAPITRE IV :COMMANDE PAR MODE GLISSANT DU FILTRE ACTIF PARALLELE.

|   |     |
|---|-----|
| Figure (IV.1) : Convergence du système glissant. ....   | 95  |
| Figure (IV.2) : Structure de régulation par MG avec la commutation au niveau de l'organe de commande. ....                        | 96  |
| Figure (IV.3) : Structure de régulation par MG avec la commutation au niveau de la contre réaction d'état. ....                   | 96  |
| Figure (IV.4) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....  | 97  |
| Figure (IV.5.a) : Glissement idéal .....  | 97  |
| Figure (IV.5.b) : Glissement réel .....   | 97  |
| Figure (IV.6) : Commande lors de la commutation entre $U_{max}$ et $U_{min}$ .....  | 100 |
| Figure (IV.7) : Fonction sign (non linéarité tout ou rien) .....  | 101 |
| Figure (IV.8) : Phénomène de broutement .....   | 101 |
| Figure (IV.9) : Fonction <b>SAT</b> avec un seuil et deux seuils (zone morte). ....   | 102 |
| Figure (IV.10) : Fonction de classe C1 ( $\varepsilon >$ et petit) .....  | 102 |
| Figure (IV.11) : Schéma de principe Commande directe par mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère synchrone ..... | 103 |
| Figure (IV.12) : Performances du filtre actif.....  | 108 |



---

|  |     |
|--|-----|
| Figure (IV.13) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ), .....                                   | 108 |
| Figure (IV.14) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ).....                        | 109 |
| Figure (IV.15) : Commande directe par mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère stationnaire .....    | 110 |
| Figure (IV.16) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ).....                                     | 114 |
| Figure (IV.17) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ).....                        | 115 |
| Figure (IV.18) : Commande directe cascadiée PI-mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère synchrone    | 116 |
| Figure (IV.19) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ).....                                     | 117 |
| Figure (IV.20) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ).....                        | 118 |
| Figure (IV.21) : Commande directe cascadiée PI-mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère stationnaire |     |
| Figure (IV.22) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> ( $f_{com} = 5KHz$ ) .....                                    | 120 |
| Figure (IV.23) : Commande de l'onduleur par <i>MLI</i> vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ) .....                       | 121 |

**CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.**

|   |    |
|---|----|
| Tableau III.1 : Tensions possibles à la sortie de l'onduleur .....                  | 53 |
| Tableau III.2 : Tensions à la sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire..... | 61 |
| Tableau III.3 : Temps de commutation pour chaque secteur .....                      | 65 |
| Tableau III.4 : Paramètres du système .....   | 73 |

*INTRODUCTION*  
*GÉNÉRALE*

# *Introduction générale*

La prolifération de la connexion au réseau de distribution des charges non-linéaires, telles que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents, etc...., est la cause principale de la dégradation de l'énergie électrique. Par conséquent, les distributeurs de l'énergie électrique se voient contraints d'imposer des normes afin de se protéger contre ces perturbations.

Du point de vue de la qualité de l'énergie on entend par perturbation électrique tout écart de la tension réseau par rapport à sa valeur et à sa forme nominale. Par extension, on peut aussi considérer comme perturbations les phénomènes agissant sur la forme du courant, car ils ont une influence directe sur la tension. Les différentes perturbations qu'on rencontre sont surtout des fluctuations de tension, le déséquilibre, la variation de la fréquence du réseau, les harmoniques et les transitoires. Les perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques qui se manifestent généralement par des échauffements causant la dégradation du fonctionnement jusqu'à même la destruction totale de ces équipements.

A cet effet, Pour faire face au phénomène des perturbations harmoniques, des solutions ont traditionnelles et modernes de dépollution été proposées. Toutefois, les solutions traditionnelles, à base de circuits passifs LC calculés en concordance avec les rangs d'harmonique à filtrer, sont souvent pénalisées en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et de la charge polluante et donc des solutions d'efficacité moyenne. Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont favorisé la mise en œuvre de filtres actifs : les filtres actifs parallèles, séries, et hybrides. Les filtres actives à base de convertisseurs statiques sont moins encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante. Leur objectif principal consiste à compenser les harmoniques produits dans le réseau et parfois l'énergie réactive consommée par les charges non-linéaires.

Le travail présenté dans ce mémoire, consiste à l'étude des perturbations harmoniques et la dépollution du réseau électrique à base de filtre actif parallèle, solution moderne retenue pour la compensation des perturbations en courants harmoniques. Ainsi, ce mémoire comprend principalement quatre chapitres :

Le premier chapitre présente les principales perturbations de la tension, de courant, leurs origines et conséquences. Par ailleurs, les solutions traditionnelles (filtrage passif) et modernes (filtrage actif) qui sont utilisées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques sont étudiés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de quatre méthodes d'identification des harmoniques ainsi qu'à leurs algorithmes de calcul. Ces méthodes, sont validées par simulation, avec le logiciel MatLab.

Le troisième chapitre présente la structure du filtre actif parallèle ainsi que son principe de fonctionnement. Par ailleurs les différentes stratégies de commande utilisées pour ces filtres actifs de puissance triphasée pour identifier les courants harmoniques de référence. Finalement, les résultats de simulation obtenus seront exposés et commentés.

Le quatrième chapitre est consacré à l'application de la technique de commande par mode glissant pour une structure directe de commande du filtre actif parallèle (FAP). A cet effet un rappel succincte sur la théorie de systèmes à structures variables (VSS : variable structure system) est d'abord présenté, puis la commande dans le repère synchrone basée sur la transformée de Park et celle dans le repère stationnaire basée sur la théorie des puissances active et réactive instantanées sont considérées.

Finalement, une conclusion générale est présentée.

# *CHAPITRE I*

*Perturbations dans les réseaux  
électriques et solutions de dépollution*

# *Chapitre I*

## *Perturbations dans les réseaux électriques et solutions de dépollution*

### **I.1 Introduction**

Le réseau électrique alimente le consommateur (client) avec une tension et une fréquence répondant aux normes. Malheureusement, ces grandeurs subissent, généralement des perturbations : Perturbation de la tension causées par les courants harmoniques, le déséquilibre des courants et des courants réactifs, qui circulent dans le réseau. Et, des perturbations qui sont causées par les tensions harmoniques et le déséquilibre des tensions et les creux de tension [1, 2]. Cependant ces perturbations sont généralement causées par la connexion au réseau de charges non linaires (Les onduleurs, les ponts redresseurs, les fours à arc et à induction, les variateurs de vitesse des machines électriques, les appareils domestiques tel que les téléviseurs et les lampes fluorescentes) qui provoquent une distorsion des courants et de la tension. Ces dispositifs à base de composants semi-conducteurs sont les sources d'harmoniques ayant des conséquences indésirables sur le comportement du réseau électrique. Donc il est d'intérêt de compenser ces harmoniques à fin de palier à leurs effets néfastes et par conséquent alimenter la qualité d'énergie électrique [3-5].

A cet effet, ce chapitre présente les principales perturbations de la tension, de courant, leurs origines, et conséquences. Par ailleurs, on considère les solutions traditionnelles (filtrage passif) et modernes (filtrage actif) qui sont utilisées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques

## I.2 Définition de la perturbation

### I.2.1 Perturbation électrique

Pour un réseau électrique les tensions doivent être alternatives triphasées, caractérisées par les paramètres suivantes : la fréquence, les amplitudes des tensions doivent être égales, une forme d'onde proche d'une sinusoïde, et les déphasages entre les phases égaux. En effet, la qualité de la tension se trouve affectée, par des défauts qui se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant au moins un des quatre paramètres précédents.

### I.2.2 Perturbations harmoniques

Un harmonique est une composante sinusoïdale d'un signal périodique, de fréquence ( $f_{hi}$ ) multiple de celle du signal fondamentale [6].

Le signal de rang (ordre) 1 est la composante fondamentale du signal périodique (50 Hz en Algérie). L'harmonique de rang zéro correspond à la composante directe du signal. Par ailleurs l'amplitude de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son ordre. Donc, les premiers rangs harmoniques celles qui sont proches de la fondamentale tel que (3, 5 et 7) ont des amplitudes élevées, d'où la raison de les limiter selon les normes [7].

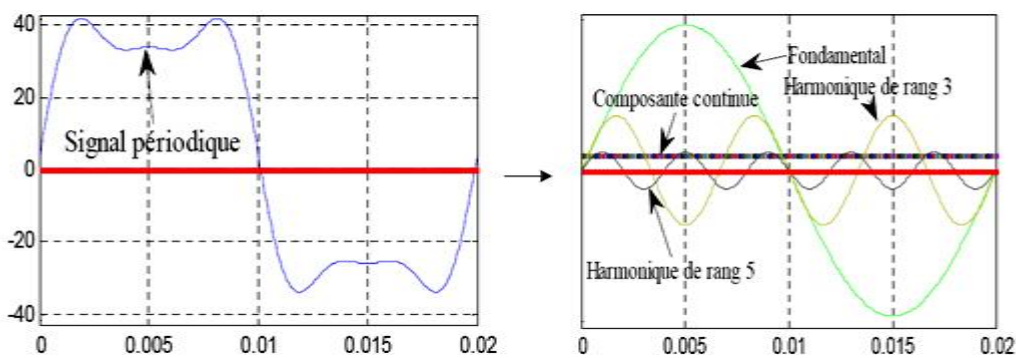


Fig. I.1 Décomposition d'un signal périodique

Généralement le domaine fréquentiel correspondant à l'étude des harmoniques est entre le rang  $h=2(100\text{Hz})$  et  $h=50(2500\text{Hz})$ . En effet les harmoniques de fréquences plus élevées sont fortement atténuées par l'effet de peau et par la présence des inductances de ligne. De plus, les appareils générateurs d'harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz. En outre, des inter-harmoniques existent entre les harmoniques [8].



### I.2.3. Origine des harmoniques

Les dispositifs suivants sont des sources d'harmoniques :

- Les convertisseurs statiques à base de composants d'électronique (diodes, transistors...etc) sont générateurs de courants harmoniques [9], qui en conséquent le facteur de puissance. Toute fois rappelons que les charges symétriques ne génèrent pas d'harmoniques de rang pair. Et le spectre des harmoniques est décroissant dont l'harmonique de rang 3 la prépondérante pour les charges monophasées peuvent atteindre 80 % du fondamental [10].
- L'éclairage par lampes a décharge et tubes fluorescents, est générateur de courants harmoniques.
- Pour les fours à arc à courant alternatif, l'arc est non linéaire, dissymétrique et instable. Et les spectres possèdent des raies harmoniques impaires, paires et un spectre continu (bruit de fond à toutes les fréquences). On que les fours à arc à courant continu sont généralement alimentés par l'intermédiaire d'un redresseur, l'arc est plus stable qu'en courant alternatif.
- Les inductances saturées (cas des transformateurs à vide soumis à une surtension permanente) ont leurs impédances dépendantes de l'amplitude du courant qui les traverse et donc provoquent des déformations de ce courant.
- Les machines tournantes génèrent des harmoniques de rangs élevés et d'amplitudes négligeables [9].

### I.2.4. Effets des harmoniques

Plusieurs effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités [9, 10] :

- **Echauffement** : les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$RI^2 = \sum_{h=0}^{\infty} RI_h^2 \quad (1.1)$$

Avec  $I$  : le courant total, le courant harmonique de rang  $h$  qui représente le fondamental pour  $h = 1$ , et  $R$  la résistance traversée par le courant  $I$ . Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

- **Interférence avec les réseaux de télécommunication :** le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable.
- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques :** en présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période ; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.
- **Risque d'excitation de résonance :** les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances des transformateurs et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrées par les convertisseurs statiques ; dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

### I.2.5 Caractérisation des perturbations harmoniques

Un récepteur d'énergie électrique se comporte comme une charge polluante s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou et déséquilibrés ou consomme de l'énergie réactive [11]. Les perturbations harmoniques sont caractérisées par le taux de distorsion harmonique (*THD*) de la tension ou du courant, par rapport à leurs ondes fondamentales respectives. Et la consommation de l'énergie réactive est évoluée par le facteur de puissance  $\cos\varphi$ .

#### I.2.5.1 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative :

$$S_h = \frac{X_h}{X_1} \quad (1.2)$$

Où,

$X_h$  : composante harmonique de rang  $h$  ;

$X_1$  : composante fondamentale.

### I.2.5.2 Taux d'harmonique global de distorsion

Le taux d'harmonique de distorsion global (*THD*) définit la déformation de la grandeur alternative :

$$THD(\%) = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} X_h^2}}{X_1} \quad (1.3)$$

### I.2.5.3 Facteur de puissance

Le facteur de puissance ( $\cos\varphi$ ) est exprimé par le rapport de la puissance active ( $P$ ) sur la puissance apparente ( $S$ ). Les équipements électriques sont dimensionnés, généralement, pour les valeurs nominales de la tension et du courant. Un faible facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (1.4)$$

Où

$Q$  : représente la puissance réactive.

En présence des harmoniques, la puissance déformante ( $D$ ) donnée par la relation (I.5) apparaît. La figure I.2, illustre le diagramme de *Fresnel* en présence d'harmoniques

$$D = 3 \cdot v \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (1.5)$$

Où,

$v$  : Valeur efficace de la tension du réseau électrique.

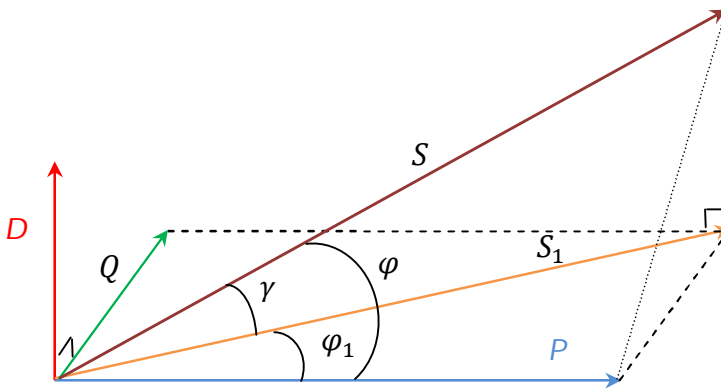


Fig. I.2 Diagramme de Fresnel des puissances

Ainsi le facteur de puissance devient :

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos\varphi_1 \cos\gamma \quad (1.6)$$

$\varphi$ : déphasage entre la puissance active ( $P$ ) et la puissance apparente ( $S$ ) ;

$\varphi_1$  : déphasage entre la puissance active ( $P$ ) et la puissance apparente ( $S_1$ ) ;

$\gamma$ : déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle-là dans le cas d'un système non-linéaire.

### I.2.6 Sources de perturbations harmoniques

L'injection des courants non-sinusoïdaux par des charges non-linéaires et le branchement de charges déséquilibrées branchées au réseau. Sont les causes principales des harmoniques, les convertisseurs statiques, les fours à arc et à induction, les téléviseurs, les lampes fluorescentes et les alimentations à découpage représentent la majorité des charges non linéaires sont donc des sources d'émission des harmoniques [12].

### I.2.7 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. On distingue trois catégories [12-14] :

#### I.2.7.1 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 etc... ;
- 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.

### I.2.7.2 Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

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

### I.2.8 Effets à terme

Les effets à terme se manifestent après une exposition longue aux perturbations harmoniques. L'effet d'échauffement est le plus important car il cause une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent à un déclassement des équipements.

- **Echauffement des câbles et des équipements :**

Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être, le siège dû au sur échauffement du neutre et les éléments bobinés (transformateurs, moteurs, etc..).

- **Echauffement des condensateurs :**

Peuvent conduire au claquage, il est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique.

- **Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs :**

Ces échauffements sont causés par les pertes aux stators des machines et surtout au niveau des circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) à cause des différences importantes de vitesses entre les champs tournants inducteurs et le rotor.

- Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

### I.3 Modélisation du réseau électrique

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court circuit. La figure I.3 montre le schéma de principe d'un réseau électrique triphasé.

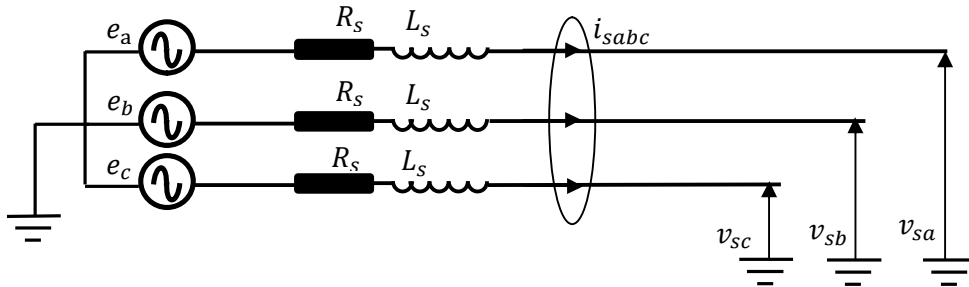


Fig. I.3 schéma électrique d'un réseau triphasé

Les tensions sont exprimées par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} e_a = \sqrt{2} v \sin(\omega t) \\ e_b = \sqrt{2} v \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = \sqrt{2} v \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.7)$$

Où ,  $\omega = 2\pi f_s$  est la pulsation du réseau et  $v$  la valeur efficace de sa tension.

### I.4 Modélisation de la charge

Considérons que la charge polluante est un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Graëtz), connectée au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne ( $L_l, R_l$ ), et alimentant une charge inductive ( $L_d, R_d$ ). Le schéma de principe est illustre par la figure I.4.

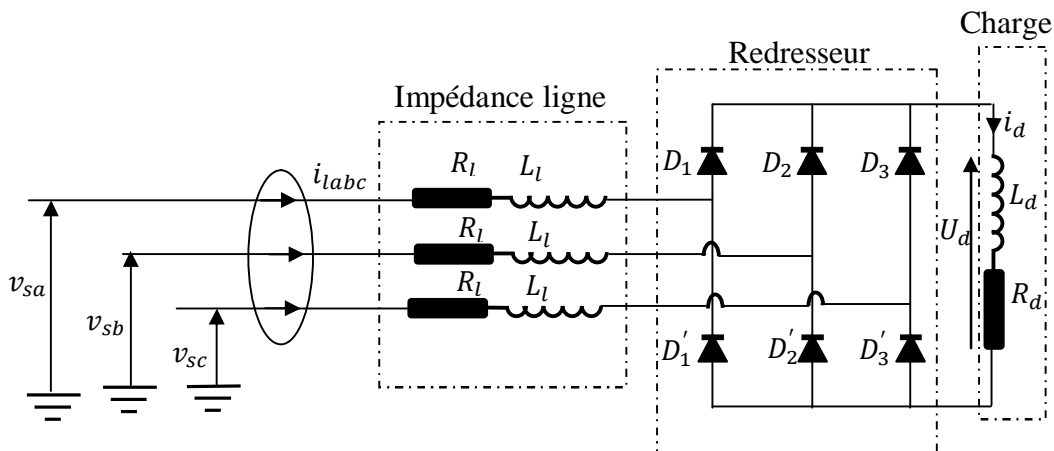


Fig. I.4 Schéma de la charge polluante

Pour simplifier le calcul, on suppose que :

Le redresseur est idéal et l'empiètement est nul. Deux diodes de même bras ( $D_i$  et  $D_{i+3}$  avec  $i = 1, 2$  et  $3$ ) ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque  $D_1$  conduit, l'une de deux diodes  $D'_b$  et  $D'_c$  conduit également. Il en vient que  $D_1$  conduit lorsque  $v_{sa}$  est supérieure à  $v_{sb}$  et  $v_{sc}$  ou encore  $v_{sa} = \text{Max}(v_{sj}); j = a, b, c$  .

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$D_i$  conduit si  $v_{si} = \text{Max}(v_{sj}); j = a, b, c$

$D'_i$  conduit si  $v_{si} = \text{Min}(v_{sj}); j = a, b, c$

Durant une séquence de conduction, la tension à la sortie du redresseur est déduite par la relation (I.8) dont la valeur moyenne est donnée par (I.9) donnée par :

$$U_d = \text{Max}(v_{sj}) - \text{Min}(v_{sj}); j = a, b, c \quad (I.8)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{max} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v\sqrt{2} = 1.654 v_{max} \quad (I.9)$$

La figure I.5 représente la tension  $U_d$  à la sortie du redresseur avec la tension triphasée au point de connexion du redresseur.

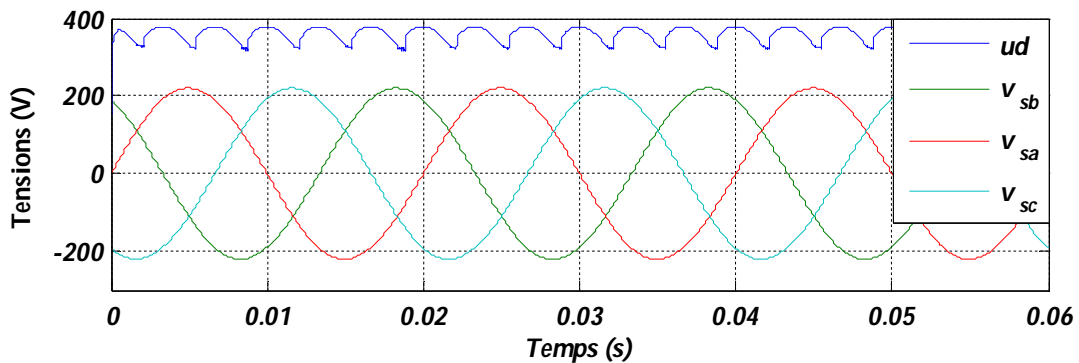


Fig. I.5 Tension redressée et tensions triphasées

En supposant que le courant redressé  $I_d$  est parfaitement filtré et constante, on a :

$$\text{Pour } \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \quad \rightarrow I_d = i_{la}$$

$$i_{laeff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (\text{I.10})$$

## 1.5 Types de charges

### 1.5.1 Charge linéaire

Le courant circulant dans cette charge linéaire alimenté par une tension sinusoïdale figure 1.6, est lui aussi sinusoïdal. Cependant, le courant peut être déphasé par rapport à la tension d'un angle  $\varphi$

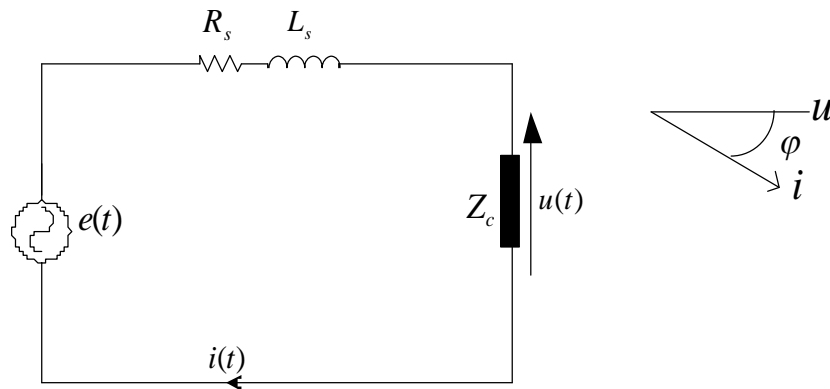


Fig. 1.6 Schéma de connexion du réseau avec une charge linéaire

$R_s$  : Résistance de la source ;  $L_s$  : Inductance de la source ;  $Z_c$  : Impédance de la charge.

$$e(t) = v\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (\text{I.11})$$

$$i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (\text{I.12})$$

En représentation complexe, on a :

$$U = \bar{Z}I \quad (\text{I.13})$$

Où,  $U$  et  $I$  sont la tension et le courant efficaces

Et , 
$$I = \frac{U}{\bar{Z}} \quad (\text{I.14})$$

Où,

$\bar{Z}$  : Impédance du circuit

La puissance active fournie à la charge est :

$$P = UI \cos \varphi \quad (\text{I.15})$$

La puissance réactive fournie à la charge est :

$$Q = UI \sin \varphi \quad (\text{I.16})$$

La puissance apparente de la charge est :

$$S = UI \quad (\text{I.17})$$



Le facteur de puissance de la charge est :

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (1.18)$$

Le facteur de crête du courant est :

$$F_c = \frac{I_{max}}{I} = \sqrt{2} \quad (1.19)$$

Les figures I.7 et I.8 illustrent respectivement les courants de ligne et de la charge linéaire. On remarque qu'ils sont tous les deux purement sinusoïdaux.

La figure I.9, présente l'analyse fréquentielle du courant de ligne et du courant de charge. Dans ce cas, on remarque la présence de l'harmonique fondamentale 50 Hz de rang 1.

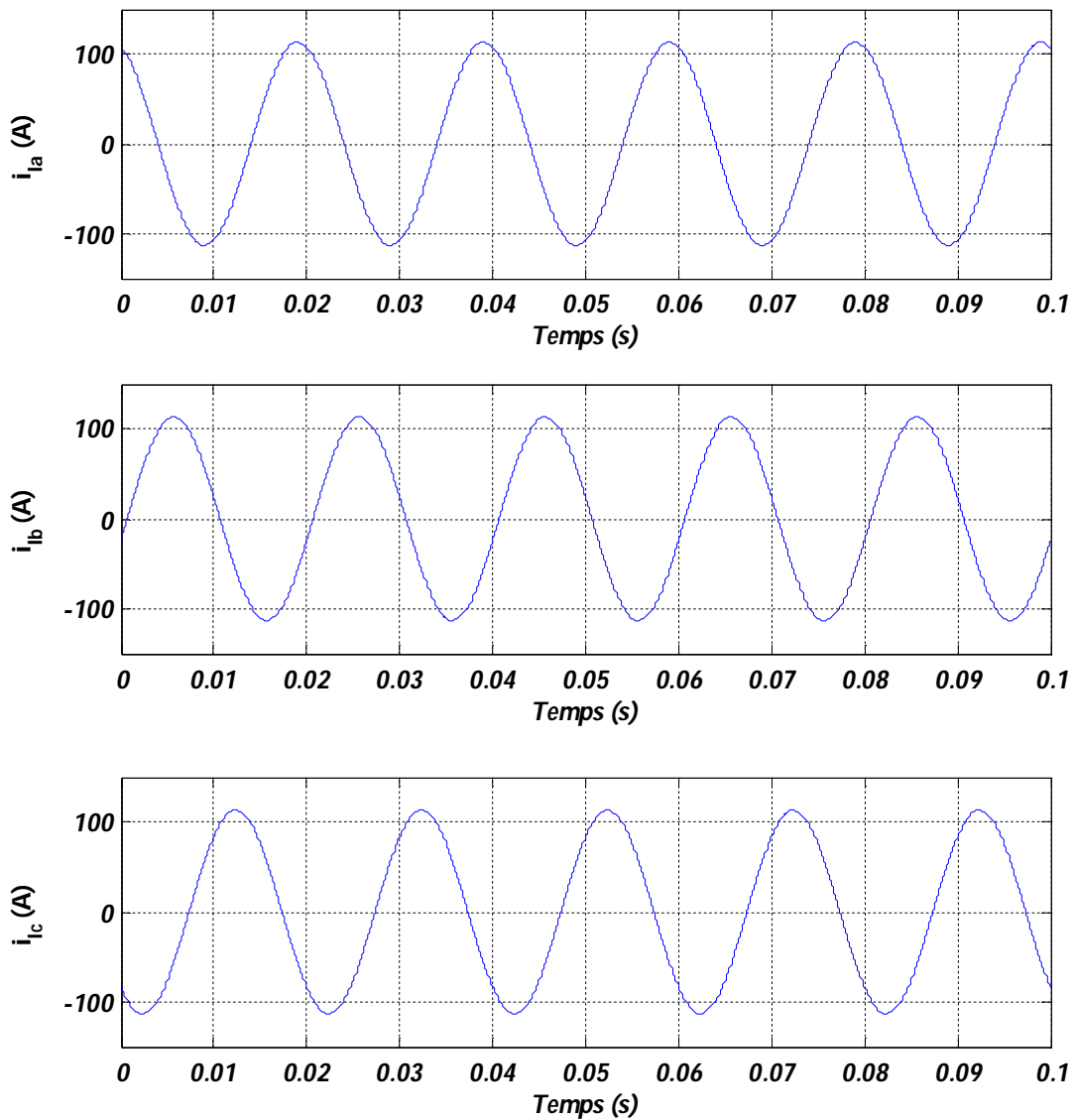


Fig. I.7 Courant de ligne pour une charge linéaire

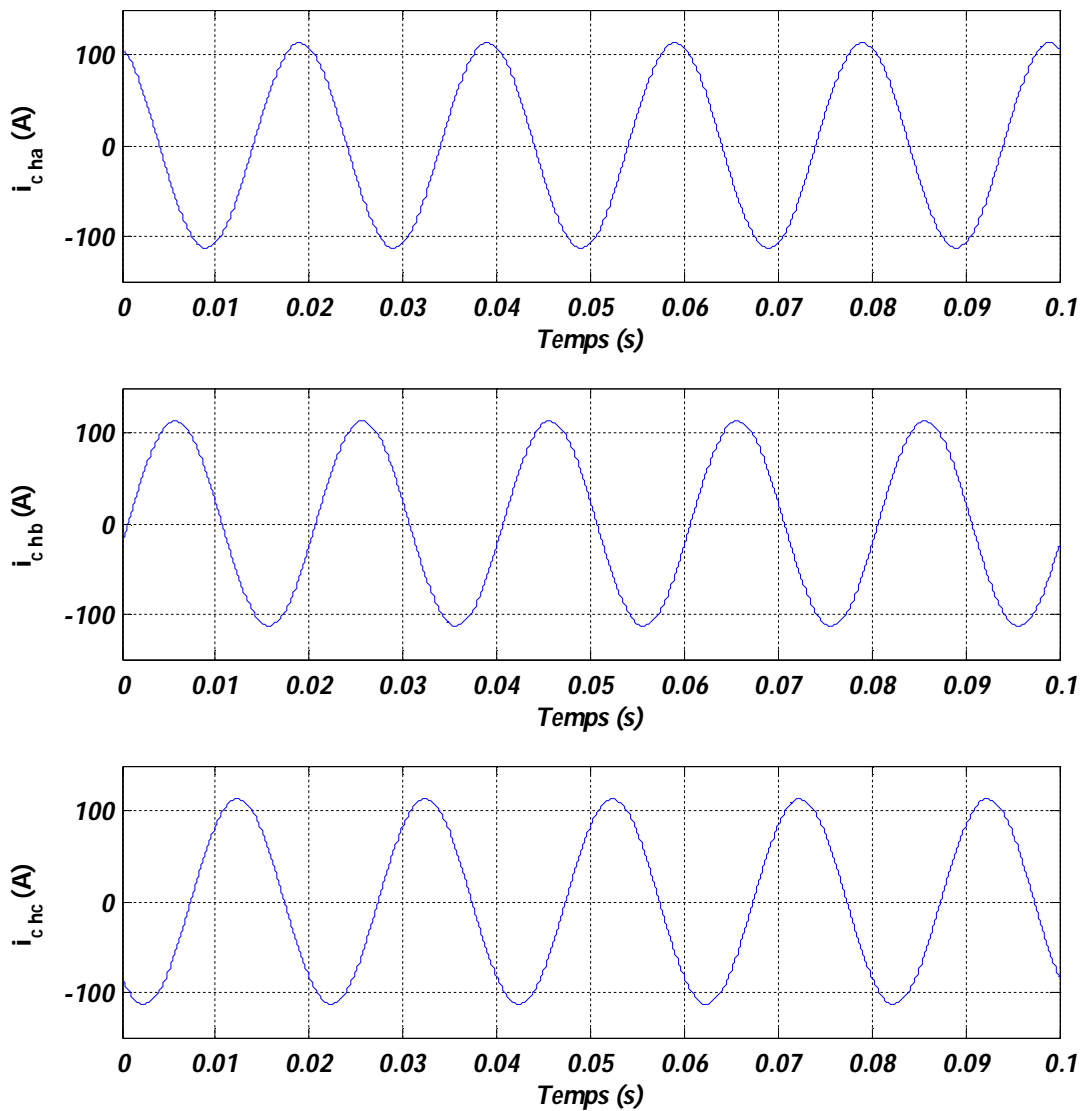


Fig. I.8 Courant de charge pour une charge linéaire

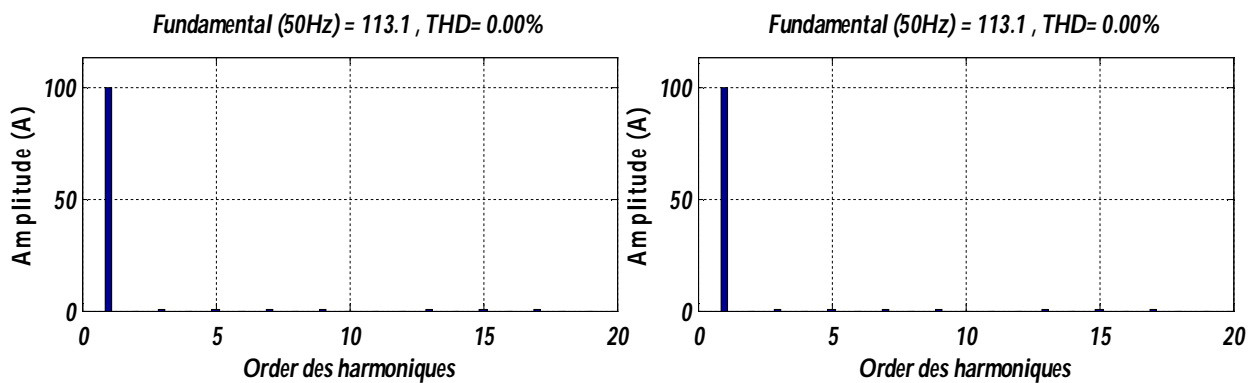


Fig. I.9 Spectre harmonique du courant de ligne et de charge pour une charge linéaire

### 1.5.2 Cas d'une charge non linéaire

La charge non linéaire est un pont de Graetz triphasé comprenant six diodes alimentant une charge RL de même grandeur que la charge linéaire précédente.

La figure I.10, présente les tensions de source. Elles sont purement sinusoïdales. Les figures I.11 et I.12 présentent les courants de ligne et de charge.

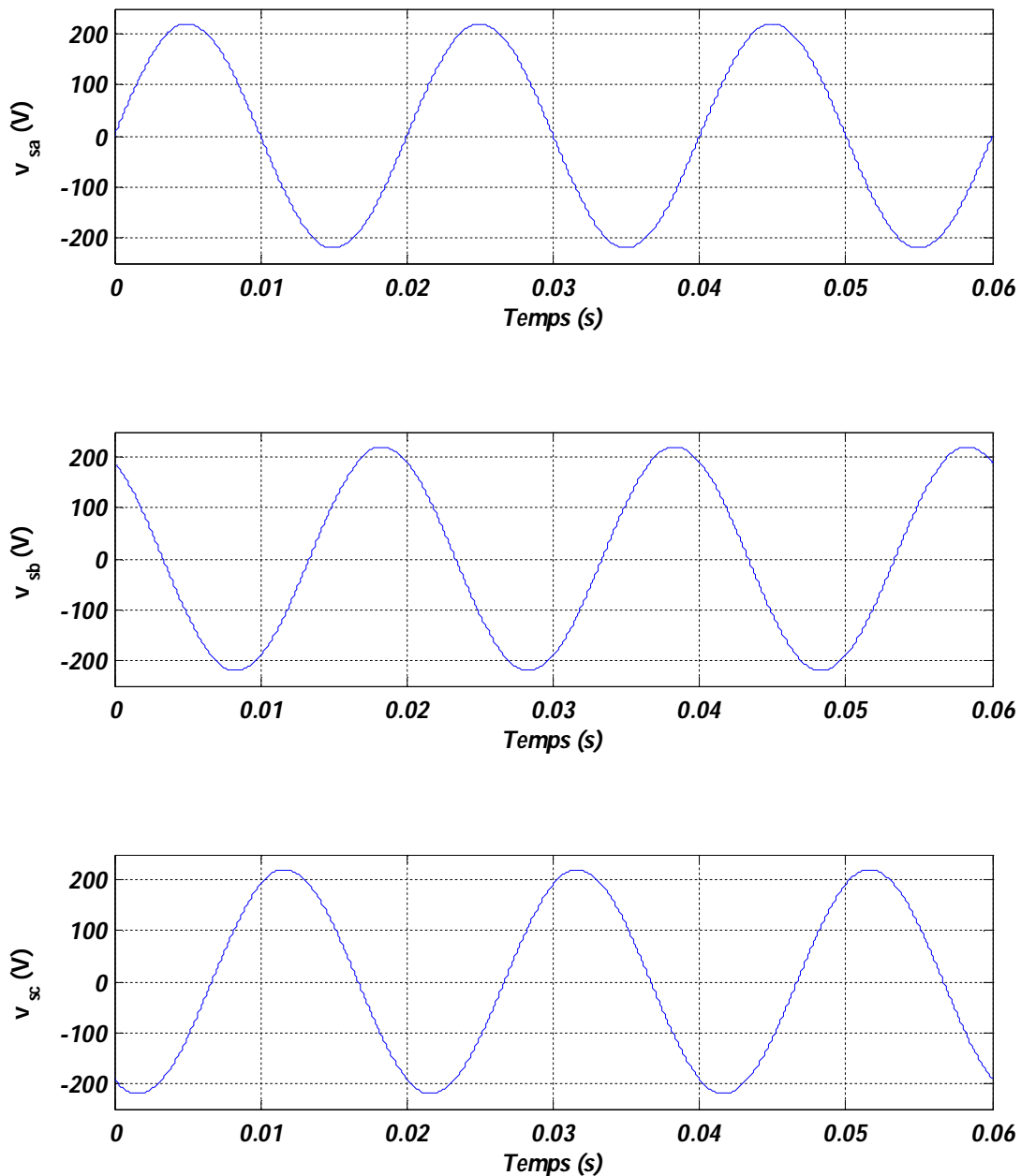


Fig. I.10 Tensions de source pour une charge non linéaire

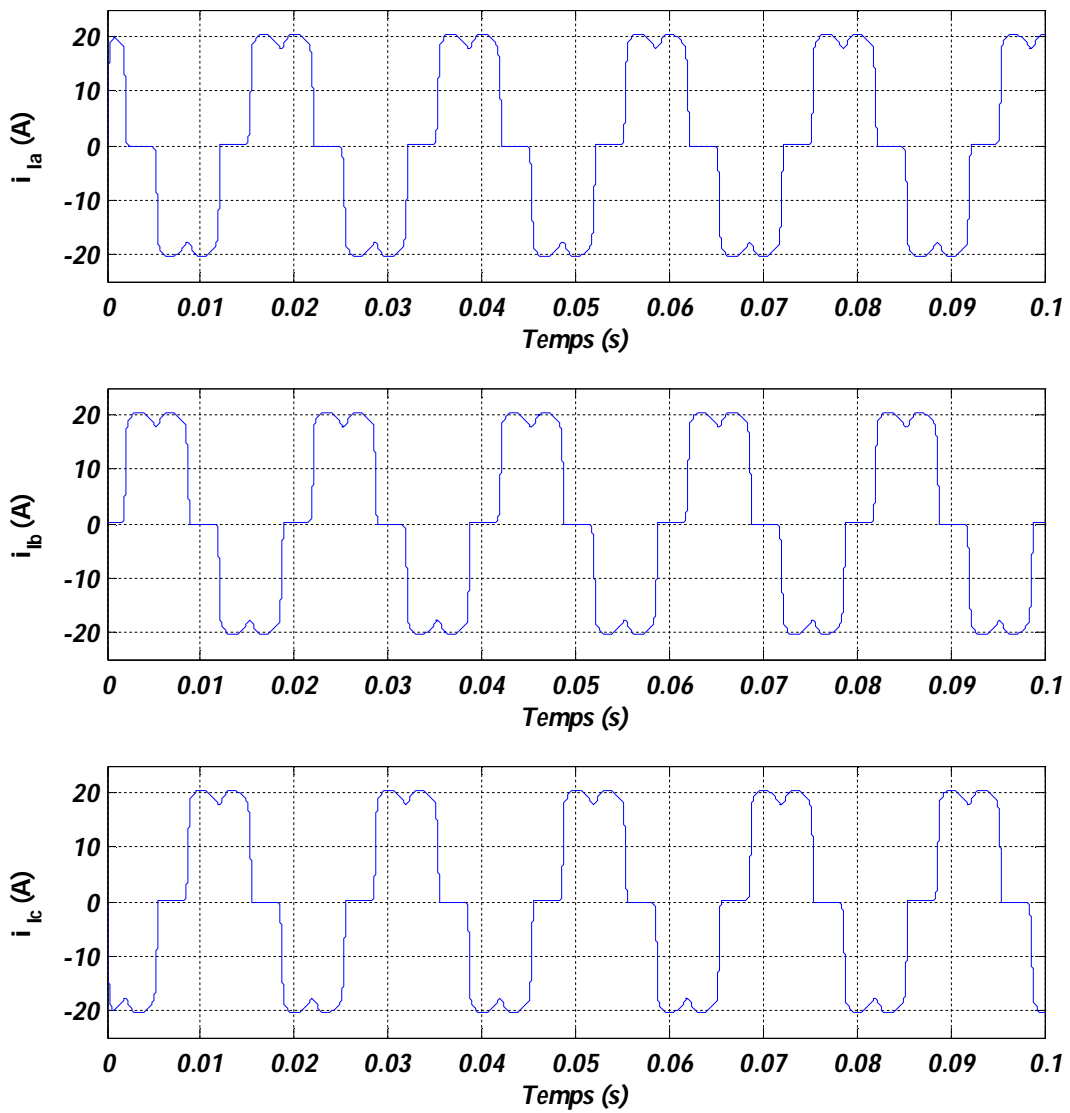


Fig. I.11 Courants de ligne pour une charge non linéaire

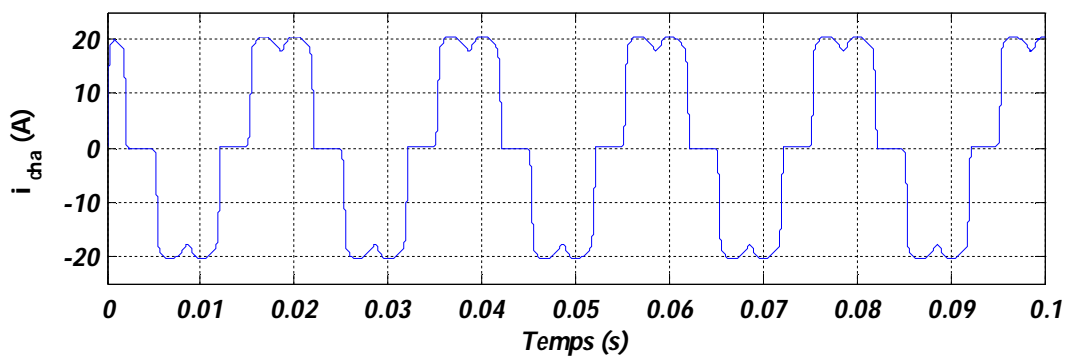


Fig. I.12 Courants de charge pour une charge non linéaire

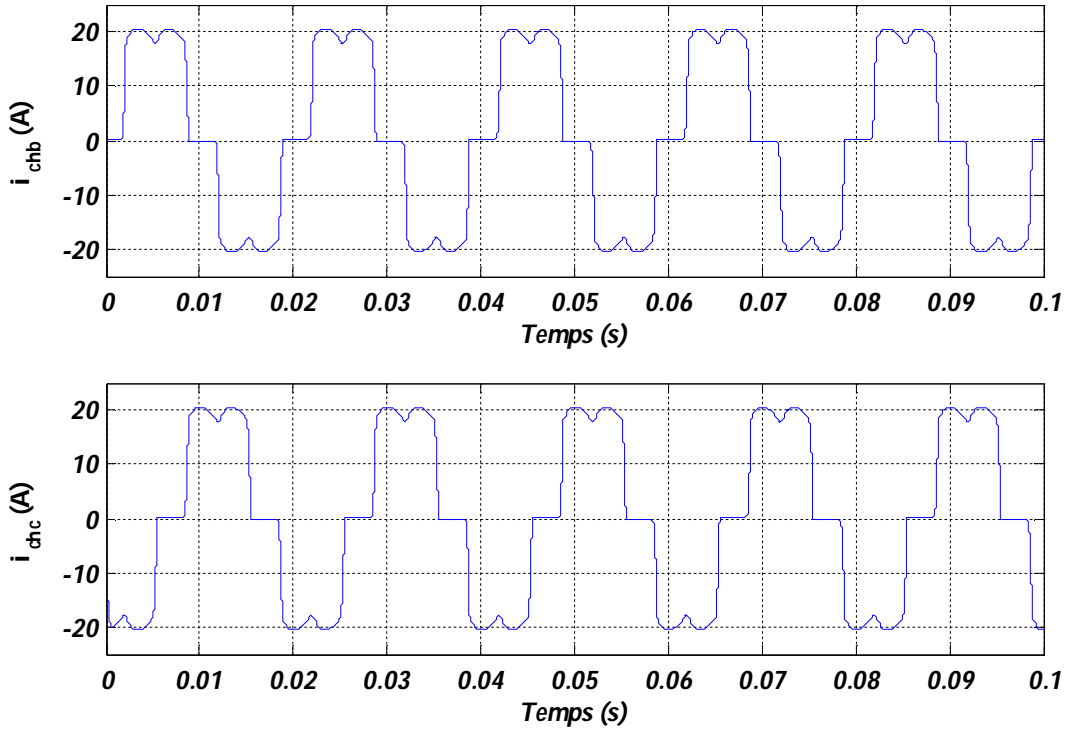


Fig. I.12 (suite) Courants de charge pour une charge non linéaire

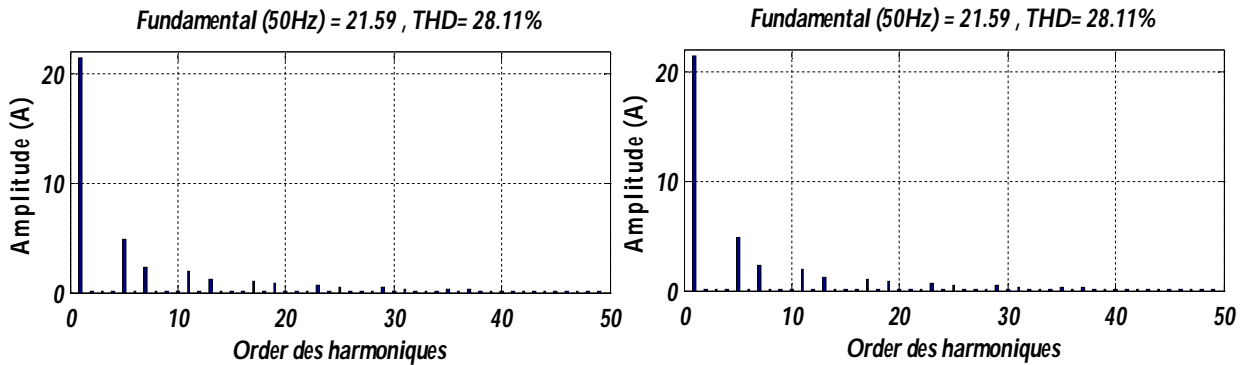


Fig. I.13 Spectre harmoniques du courant de ligne et de courant de charge

En conclusion, en sa qualité de charge non linéaire, un pont redresseur, génère les harmoniques de courant d'ordre  $6k \pm 1$  où  $k$  est le rang de l'harmonique  $k(1,2...k)$  et par conséquent absorbe du réseau une énergie réactive. Cependant, les respectives courants de la charge ( $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$ ) consommés par le pont redresseur, peuvent être représentés par les séries de Fourier suivantes :

$$\begin{cases} I_{ca}(t) = I_1\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1) + \sum [I_{6k-1}\sqrt{2} \sin(6k-1)(\omega t - \varphi_{6k-1}) + I_{6k+1}\sqrt{2} \sin(6k+1)(\omega t - \varphi_{6k+1})] \\ I_{cb}(t) = I_1\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum [I_{6k-1}\sqrt{2} \sin(6k-1)(\omega t - \varphi_{6k-1}) + \frac{2\pi}{3} + I_{6k+1}\sqrt{2} \sin(6k+1)(\omega t - \varphi_{6k+1}) - \frac{2\pi}{3}] \\ I_{cc}(t) = I_1\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum [I_{6k-1}\sqrt{2} \sin(6k-1)(\omega t - \varphi_{6k-1}) - \frac{2\pi}{3} + I_{6k+1}\sqrt{2} \sin(6k+1)(\omega t - \varphi_{6k+1}) + \frac{2\pi}{3}] \end{cases} \quad (I.20)$$

$I_{cb}(t), I_{cc}(t)$  sont décalés respectivement de  $\frac{2\pi}{3}$  et de  $\frac{4\pi}{3}$  par rapport à  $I_{ca}(t)$ .

Et, le courant de la source est exprimé par :

$$\{I_s = \sqrt{2}I_1 \left[ \sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(\sin(\omega t)) - \frac{1}{7} \sin(\sin(7\omega t)) + \frac{1}{11} \sin(\sin(11\omega t)) - \frac{1}{17} \sin(\sin(17\omega t)) - \frac{1}{19} \sin(\sin(19\omega t)) \right] \quad (I.21)$$

La valeur efficace de chaque courant harmonique  $I_k$  est inversement proportionnelle au rang correspondant  $I_k = \frac{I_1}{k}$  ( $I_1$  : est le courant fondamental)

## I.6 Principe de compensation

Les perturbations engendrées par les charges peuvent être atténuées soit :

- avec un système auxiliaire de filtrage pour les perturbations harmoniques ;
- en limitant la consommation de puissance réactive ;
- en modifiant la topologie du convertisseur pour limiter l'amplitude des sources de courants harmoniques ;
- en augmentant la puissance de court circuit du réseau par rapport à la puissance du générateur.

Alors, selon la littérature, les techniques de dépollution des réseaux électriques peuvent être classées en deux groupes :

- les techniques traditionnelles ;
- les techniques modernes.

### I.6.1 Solutions traditionnelles de la dépollution

Des solutions existent pour éviter la propagation des harmoniques dans les réseaux électriques [15]. Elles nécessitent l'utilisation de composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [16].

- L'augmentation de la puissance de court circuit du réseau est aussi une solution. En effet, l'impédance de court-circuit en un point du réseau est inversement proportionnelle à la puissance de court-circuit disponible en ce point. Donc l'impact des harmoniques sera d'autant plus réduit si la puissance de court-circuit est grande [17].
- L'utilisation d'inductances anti-harmoniques est une solution qui consiste à protéger les condensateurs, destinés à améliorer le facteur de puissance, en plaçant une inductance en série. Cette inductance est calculée de façon à ce que la fréquence de résonance ne corresponde à aucun des harmoniques présents.

- Le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire d'un pont dodécaphasé est une solution onéreuse.

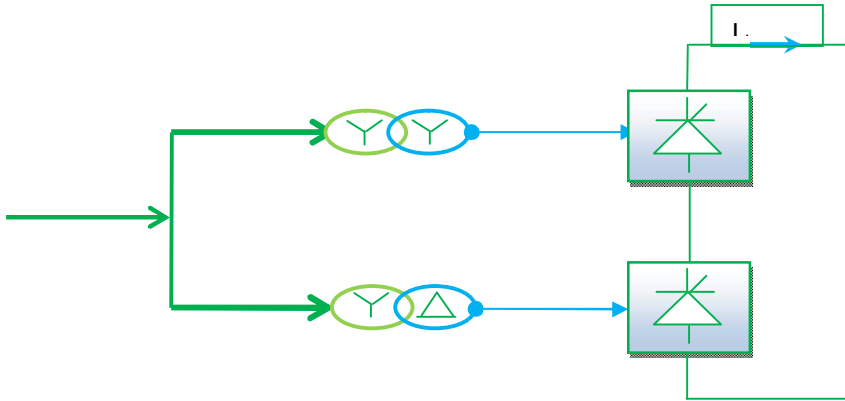
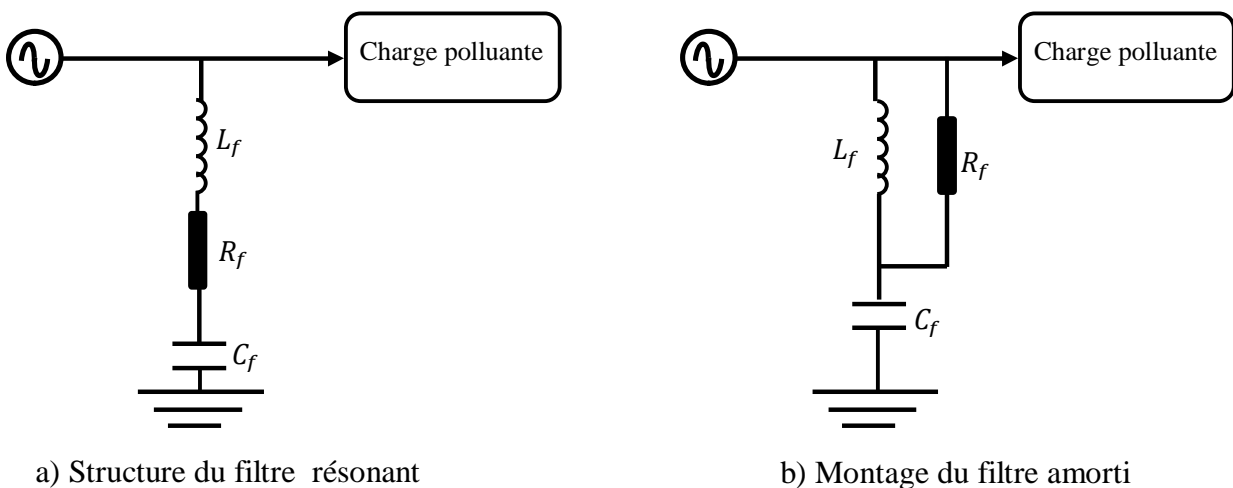


Fig. I.14 Structure du pont dodécaphasé

**I.6.1.1 Filtrage passif**

Les dispositifs du filtrage les plus réponsus, sont le filtre passif résonnant, le filtre passif amorti et le filtre passe-haut, représentés par la figure I.15.

- Le phénomène de résonance avec le réseau qui est à l'origine de l'amplification de tout harmonique à des fréquences voisines de celle de la résonance.
- La dépendance des performances du filtre passif des caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté [18]



a) Structure du filtre résonant

b) Montage du filtre amorti

Fig. I.15 Structures de filtres passifs

La conception de ces filtres nécessite une étude approfondie du réseau électrique. Leurs dimensionnements dépendent du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie [19].

### I.6.1.2 Inconvénients du filtrage passif

- une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- La variation de l'impédance du réseau peut détériorer les performances du filtre ;
- Le réseau peut former un système résonnant avec un filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées ;
- Equipement volumineux ;
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

### I.6.1.3 Solutions modernes

Les solutions de dépollution traditionnelles ne répondent pas au changement des réseaux électriques et des charges à protéger, [20] donc des solutions modernes sont proposées. En effet, les filtres actifs s'adaptent aux évolutions du réseau électrique et de la charge. Tout en fournissant aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie, même si le fonctionnement est perturbé.

## I.7 FILTRAGE ACTIF

Le filtrage actif date du début des années 1970 et ses familles de filtres actifs parallèles et série réalisent à base d'onduleurs contrôlés en modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) datent de 1976 et sont la solution adaptée à la compensation des tensions [21].

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal [22].

On trouve trois types de structures de filtre actif :

- **Filtre actif parallèle (FAP) :** utilisé pour compenser toutes les harmoniques du courant, les déséquilibres et la puissance réactive.

Le FAP est connecté en parallèle avec le réseau (voir la figure I.16). Il injecte dans le réseau des courants égaux mais en opposition de phase à ceux absorbés par la charge. Ainsi le FAP empêche les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produit par des charges



polluantes, de circuler à travers l'impédance de réseau donc les courants coté réseau seront sinusoïdaux [23].

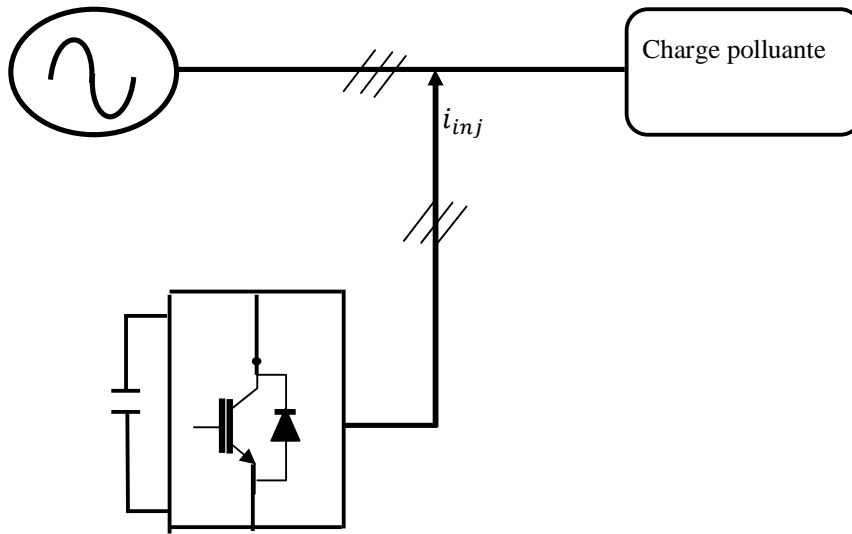


Fig. I.16 Structure du filtre actif parallèle

- **Filtre actif série (FAS)** : utilisé pour pallier aux harmoniques de tension, les déséquilibres et les creux de tension [24], sa configuration est montrée par la figure I.17.

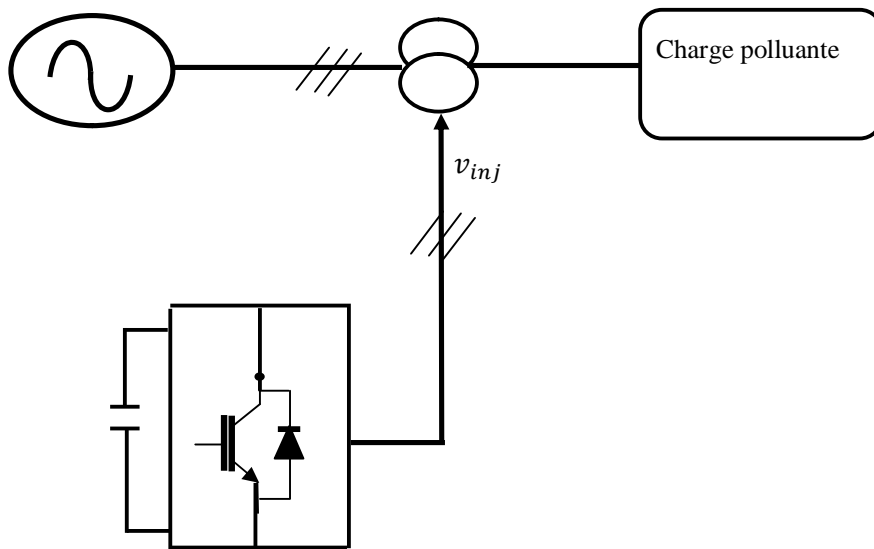


Fig. I.17 Structure du filtre actif série

- **Filtre actif hybride (série, parallèle)** : c'est une combinaison de filtres actifs parallèle et série utilisée pour compenser les harmoniques de courant et de tension.

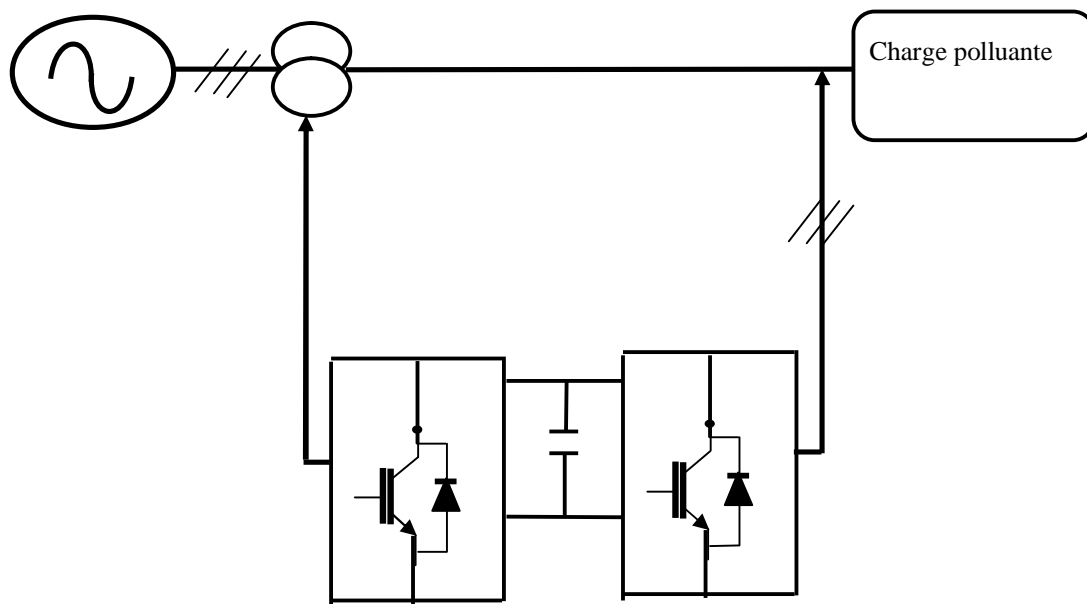


Fig. I.18 Structure du filtre actif hybride (série, parallèle)

## I.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques.

Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées.

La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage des harmoniques, les filtres actifs parallèles et séries, et leur combinaison, sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaître dans un réseau électrique basse tension. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune

résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

**Le filtre actif parallèle:** peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

**Le filtre actif série:** peut être installé pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

La combinaison parallèle-série actifs est la solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

D'autres solutions de dépollution consistent à associer des filtres actifs et passifs pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le coût. Ces solutions peuvent être des solutions futures très prometteuses.

Les filtres hybrides étant conçus essentiellement pour dépolluer les réseaux électriques des courants harmoniques, notre objectif de recherche portant sur l'améliorer la qualité de l'énergie électrique

De plus nous avons s'intéressé dans la suite aux solutions modernes tel que le filtre actif parallèle qui sera l'objet de ce mémoire

# *CHAPITRE II*

*Méthodes d'identification des  
courants harmoniques*

# Chapitre II

## Méthodes d'identification des courants harmoniques

### II.1 Introduction

Les performances du filtre actif dépendent amplement de l'isolation du signal harmonique causé par la charge. Donc, il est impératif d'identifier ce signal afin d'injecter son image, en amplitude et en opposition de phase, dans le réseau électrique. Cependant la fiabilité de la méthode d'identification garantit une bonne compensation des harmoniques, et améliore inévitablement la qualité du signal du réseau [4].

Parmi les principes d'identification utilisée, on distingue principalement [23, 25].

- Identification à partir de la détection des courants de la charge polluante.
- Identification à partir de la détection du courant de la source.
- Identification à partir de la détection de la tension de la source

La première méthode est la plus utilisée dans le domaine de la compensation des courants perturbateurs causés par les charges polluantes.

Dans ce chapitre, quatre méthodes d'identification des harmoniques sont présentent leurs algorithmes de calcul sont détaillés. Ces méthodes, seront validées par simulation à la fin du chapitre.

### II.2 Classification des Méthodes d'identification des courants harmoniques

Les méthodes d'identification peuvent être regroupées en deux familles [4].

- La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel pour extraire les harmoniques du courant. Cette famille est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle permet de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants [3, 4]. Parmi ses inconvénients, on cite : fiabilité moindre en régime transitoire, un volume de calcul important et une mémoire de stockage très considérable [3].
- La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total [4]. Les méthodes du domaine temporel assurent une réponse rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes [4].

Cependant d'autres méthodes d'identification permettent de choisir de compenser un, plusieurs ou voir même tout les types des courants harmoniques [25]. Parmi celles-ci, on présente les quatre(4) méthodes suivantes :

- Méthode trigonométrique (méthode tri-monophasée) ;
- Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées ;
- Méthode de repère de référence synchronisé ;
- Méthode basée sur le principe du courant actif.

### II.2.1 Méthode trigonométrique (méthode tri-monophasée)

La méthode trigonométrique au tri-monophasée est basée sur la génération de deux fonctions trigonométriques  $\cos(2.\pi.f.t)$  et  $\sin(2.\pi.f.t)$  où ( $f$ ) est la fréquence de pré-reconnue de la tension du réseau électrique [4, 26]. Ces deux fonctions sont associées au courant de charge ( $I_{ch1}$ ,  $I_{ch2}$  et  $I_{ch3}$ ) pour l'extraction des composantes fondamentales de ces courants. La méthode est basée sur l'estimation de la composante active  $I_{chfa}$  et réactive  $I_{chfr}$  du courant de chaque phase fondamental permet d'identifier le courant sur chaque phase, ce qui nous permet de régénérer ce dernier. Ainsi pour retrouver le courant harmonique généré par la charge une simple soustraction suffit.

Soit le courant de charge ( $I_{ch}$ ) absorbé par la charge non linéaire via la première phase :

$$I_{ch1}(\theta_s) = \sum_1^{\infty} I_{ch} \sin(h\theta_s - \varphi_h) = \sum_1^{\infty} I_{ch1} \sin(\theta_s - \varphi_1) + \sum_2^{\infty} I_{ch} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \quad (II.1)$$

Avec :  $\theta_s = \omega t$

La composante fondamentale de la tension au point de raccordement du filtre actif à la première phase, est exprimée par :

$$v_{sa}(\theta_s) = v_s \sqrt{2} \sin(\theta_s) \quad (II.2)$$

En multipliant l'équation (II.1) par  $\sin(\theta_s)$  et  $\cos(\theta_s)$  on obtient les expressions (II.3) et (II.4) respectivement :

$$I_{ch1}(\theta_s) \sin(\theta_s) = \frac{I_{ch1}}{2} \cos(\varphi_1) - \frac{I_{ch1}}{2} \cos(2\theta_s - \varphi_1) + \sin(\theta_s) \sum_{h=2}^{\infty} I_{ch} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \quad (II.3)$$

$$I_{ch1}(\theta_s) \cos(\theta_s) = -\frac{I_{ch1}}{2} \sin(\varphi_1) + \frac{I_{ch1}}{2} \cos(2\theta_s - \varphi_1) + \cos(\theta_s) \sum_{h=2}^{\infty} I_{ch} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \quad (II.4)$$

Les relations (II.3) et (II.4) montrent que seules les composantes continues sont proportionnelles, respectivement, à l'amplitude du courant fondamental actif et à l'amplitude du courant réactif et que les premières composantes alternatives ont une fréquence égale à deux fois la fréquence du réseau. Donc, ces composantes alternatives seront filtrées à l'aide d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est relativement basse afin d'empêcher que l'ondulation basse fréquence de se propager en sortie. Cependant, il est indisponible de respecter un bon compromis entre le filtrage efficace des fréquences parasites et une dynamique rapide de l'algorithme d'extraction.

Après filtrage, on obtient :

$$[I_{ch1}(\theta_s) \sin(\theta_s)]_{filtré} = \frac{I_{ch1}}{2} \cos(\varphi_1) \quad (II.5)$$

$$[I_{ch1}(\theta_s) \cos(\theta_s)]_{filtré} = \frac{I_{ch1}}{2} \sin(\varphi_1) \quad (II.6)$$

On peut alors reconstituer le courant fondamental. Ainsi, en multipliant (II.5) et (II.6) respectivement par  $2\sin(\theta_s)$  et  $2\cos(\theta_s)$ , on déduit l'équation du courant fondamental suivante :

$$I_{chf} = I_{ch1}(\varphi_1) \sin(\theta_s) - I_{ch1} \sin(\varphi_1) - \cos(\theta_s) = I_{chfa} + I_{chfr} = I_{ch1} \sin(\theta_s - \varphi_1) \quad (II.7)$$

### II.2.1.1 Algorithme d'identification

La figure ci-dessous illustre l'algorithme d'extraction du courant fondamental selon la méthode tri-monophasée.

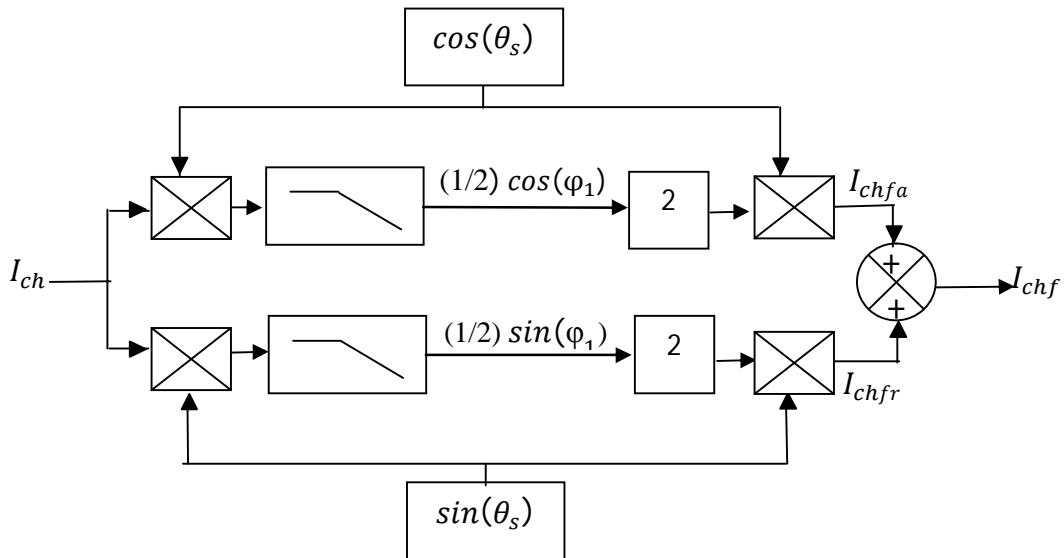


Fig. II.1 Algorithme d'extraction du fondamental par la méthode tri-monophasée

$$I_{ch1} = I_{ch} - I_{ch1f}$$

$I_{ch}$  : courant de la charge perturbée ;

$I_{ch1f}$  : composante fondamentale du courant perturbé ;

$I_{ch1}$  : composante harmonique du courant perturbé.

Cette méthode est applicable aux systèmes monophasés et triphasés et ne nécessite pas la tension réseau.

### II.2.1.2 Remarque sur la méthode

- Pour la détermination des courants fondamentaux des deux autres phases, on considère ( $I_{ch2}$ ) et ( $I_{ch3}$ ) on utilise des signaux sinusoïdaux synchronisés avec les tensions simples correspondantes. Et pour compenser des harmoniques et/ou de la composante fondamentale réactive on génère des signaux sinusoïdaux d'amplitudes unitaires.



## II.2.2 Méthode de la puissance instantanée réelle et imaginaire

La méthode de la puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI) permet de choisir l'harmonique à compenser [26]. Elle est facile à mettre en œuvre, rapide, les courants de références sont calculés seulement en fonction des courants absorbés par la charge polluante et la tension aux points de raccordement. La PIRI est basée sur le calcul des puissances réelle et imaginaire instantanées où toutes deux sont constituées d'une composante constante créée par les fondamentaux des courants et une composante ondulée créée par les courants harmoniques. Donc, la séparation des deux composantes permet de générer les courants fondamentaux et les courants harmoniques.

La transformation  $(\alpha, \beta, 0)$  permet d'écrire, les relations des tensions suivantes [15, 23, 27] :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 8})$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l1} \\ I_{l2} \\ I_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Où,

$v_\alpha, v_\beta$  et  $I_\alpha, I_\beta$  les composantes orthogonales dans le repère  $\alpha, \beta$  respectivement, des tensions du réseau électrique  $v_s$  et des courants absorbés par les charges polluantes  $I_l$ .

Et, les composantes ( $v_0$  et  $I_0$ ) d'indice (0) représentent les composantes homopolaires du système triphasé.

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

$$P(t) = v_{s1}I_{l1} + v_{s2}I_{l2} + v_{s3}I_{l3} \quad (\text{II. 10})$$

Cette expression peut être écrite dans le repère stationnaire par :

$$\begin{cases} P(t) = v_{s\alpha}I_{l\alpha} + v_{s\beta}I_{l\beta} \\ P_0(t) = v_{s0}I_{l0} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Avec  $P(t)$  la puissance réelle instantanée,  $P_0(t)$  la puissance homopolaire instantanée. L'avantage de la transformation dans le repère stationnaire est la séparation des séquences homopolaire du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}}[(v_{s1} - v_{s2})I_{l3} + (v_{s2} - v_{s3})I_{l1} + (v_{s3} - v_{s1})I_{l2}] = (v_{s\alpha}I_{l\beta} - v_{s\beta}I_{l\alpha}) \quad (\text{II.12})$$

La puissance  $q$  a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le voltampère imaginaire [27].

A partir des relations (II.11) et (II.12) nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Dans le cas général, chacune des puissances  $p$  et  $q$  comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous [II.2, II.10, II.11] :

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

- $\bar{P}$  : puissance continue de la composante fondamentale active du courant et de la tension;
- $\bar{q}$  : La puissance continue de la composante fondamentale réactive du courant et de la tension;
- $\tilde{P}$  et  $\tilde{q}$  : Les puissances alternatives correspondantes à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin pour séparer les puissances actives et réactives, il est indispensable de connaître les fréquences des pulsations des puissances instantanées définies par la relation (II.13). En considérant que le réseau comprend trois fils (composantes homopolaires nulle). Ainsi la séparation des puissances est réalisée le principe de la figure suivante [28].

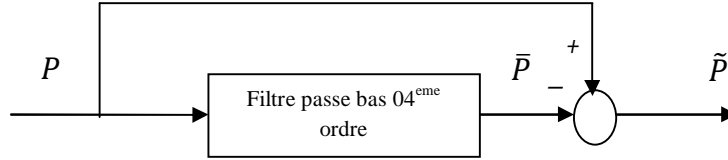


Fig. II.2 Schéma représentant le principe de séparation des puissances

L'ordre de ce définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du 4<sup>ème</sup> ordre.

### II.2.2.1. Forme d'états d'un filtre passe bas de quatrième ordre

Soit ,

$$\frac{\bar{X}}{X} = \frac{1}{(1 + \tau p)^4} \quad (\text{II.15})$$

Où ,

$$\frac{\bar{X}}{X} = \frac{1}{\tau^4 p^4 + 4\tau^3 p^3 + 6\tau^2 p^2 + 4\tau^1 p^1 + 1} \quad (\text{II.16})$$

La transformation inverse de *Laplace* de l'équation (II.16) donne :

$$\tau^4 \frac{d^4 \bar{X}(t)}{dt^4} + 4\tau^3 \frac{d^3 \bar{X}(t)}{dt^3} + 6\tau^2 \frac{d^2 \bar{X}(t)}{dt^2} + 4\tau \frac{d \bar{X}(t)}{dt} + \bar{X}(t) = X(t) \quad (\text{II.17})$$

L'entrée du bloc filtre passe bas est  $u = X(t)$ , et la sortie est  $y = \bar{X}(t)$ , L'équation (II.17) devient :

$$\tau^4 \frac{d^4 y}{dt^4} + 4\tau^3 \frac{d^3 y}{dt^3} + 6\tau^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 4\tau \frac{d y}{dt} + y = u \quad (\text{II.18})$$

On pose :

$$\begin{aligned} x_1 &= y \\ x_2 &= \dot{y} \\ x_3 &= \ddot{y} \\ x_4 &= \dddot{y} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

A partir de l'équation (II.18) et (II.19), on peut écrire :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \omega_c^4 u - 4\omega_c x_4 - 6\omega_c^2 x_3 - 4\omega_c^3 x_2 - \omega_c^4 x_1\end{aligned}\quad (\text{II.20})$$

D'où le modèle d'état d'un filtre passe bas quatrième ordre :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\omega_c^4 & -4\omega_c^3 & -6\omega_c^2 & -4\omega_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}\quad (\text{II.21})$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}\quad (\text{II.22})$$

### II.2.2.2 Calcul des courants harmoniques

En inversant la relation (II.13), nous pouvons recalculer les courants dans le repère stationnaire comme le montre l'équation suivante [15, 29, 30] :

$$\begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_l \\ q_l \end{bmatrix}\quad (\text{II.23})$$

Des équations (II.14) et (II.23), on décompose le courant dans le repère stationnaire en trois composantes : active, réactive les harmoniques. Comme le montre la relation suivantes[II.2],[II.10]:

$$\begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P}_l \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_l \\ \tilde{q}_l \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmoniques}}\quad (\text{II.24})$$

Avec  $\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$  supposé constant si on considère comme hypothèse tensions du réseau sont sinusoïdales et équilibrées [3, 5]. L'expression (II.24) montre que les l'identification des différentes composantes du courant dans le repère stationnaire revient à séparer des termes continus des

puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants harmoniques (courants identifiés) sont les références du filtre  $I_f^*$  et sont calculés à partir de la transformation de Concordia inverse définie par :

$$\begin{bmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Où  $I_{l\alpha}$  et  $I_{l\beta}$  sont les courants harmoniques calculés à partir de la relation (II.24).

La figure II.3 représente le schéma de principe de la méthode des puissances instantanées dans le cas de compensation des courants harmoniques sans compensation de l'énergie réactive. L'utilisation d'un seul filtre passe-bas pour filtrer la puissance active instantanée assure la compensation à la fois de l'énergie réactive avec le filtrage des harmoniques.

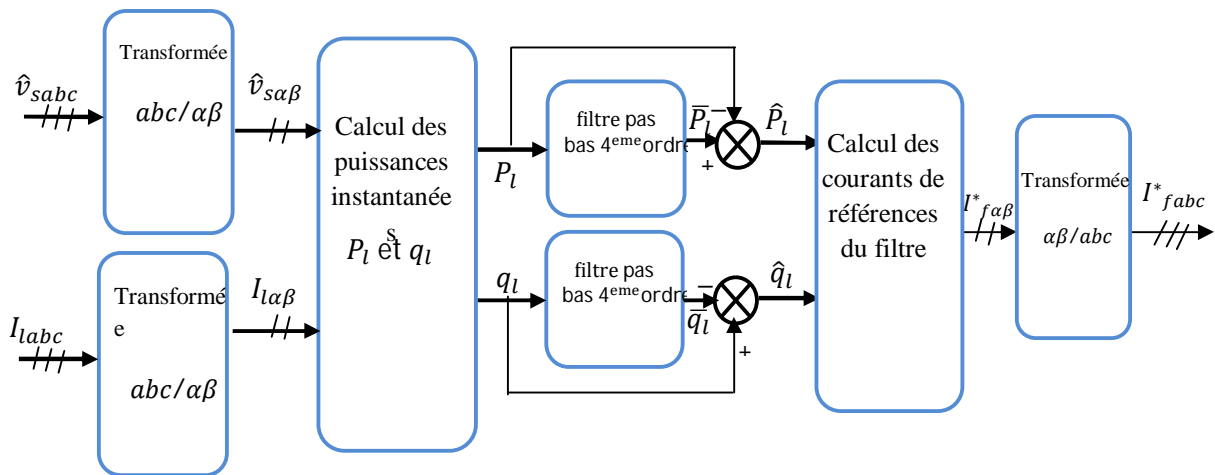


Fig. II.3 Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées

- La méthode PIRI utilise des filtres passe bas pour séparer les composantes des puissances active et réactive et nécessite un système d'extraction de la tension directe du réseau électrique.
- Elle n'est pas applicable pour les systèmes monophasés [4].
- La tension du réseau doit être saine (sinusoïdale et équilibrée).

### II.2.3 Méthode de référentiel synchrone (SRF)

La méthode de référentiel synchrone (synchronous reference frame) introduite par Bhattacharya, exploite également la transformation de Concordia mais appliquée uniquement aux courants de ligne ( $I_{l1}, I_{l2}, I_{l3}$ ). Ensuite, une seconde transformation est opérée pour passer des courants de ligne en  $d - q$ , ceci permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives. Cela nous

permet d'éliminer à l'aide d'un simple filtre passe bas, la composante continue du courant. Son principe est [5] : Soit la transformation des courants de ligne triphasé équilibrés ( $I_{la}, I_{lb}, I_{lc}$ ) en système biphasé :

$$\begin{bmatrix} I_{ld} \\ I_{lq} \\ I_{l0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{la} \\ I_{lb} \\ I_{lc} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

En exploitant les signaux  $\cos(\theta)$  et  $\sin(\theta)$  tirés de la tension " fondamentale " du réseau, nous obtenons l'expression des courants dans le système d-q tournant à la pulsation de la composante fondamentale de la tension du réseau :

$$\begin{bmatrix} I_{ld} \\ I_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{dh} \\ I_{qh} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

Soit,

$$\begin{bmatrix} I_{ld} \\ I_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dh} \\ I_{qh} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Où,  $I_{dc}$  et  $I_{qc}$  sont des composantes continues,

$I_{dh}$  et  $I_{qh}$  sont des composantes pulsatoires, (harmonique).

La séparation de  $I_{dc}$  et  $I_{qc}$  des composantes  $I_{dh}$  et  $I_{qh}$  se fait par moyen d'un filtre passe-bas.

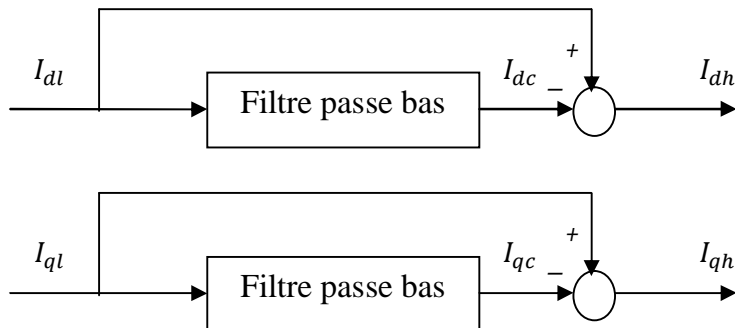


Fig. II.4 Schéma de principe de séparation des composantes continues et pulsatoires (harmoniques)

Les composantes harmoniques dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  se calculent par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha h} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{qh} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

La transformation inverse de Concordia permet de remonter aux courants harmoniques (équilibrés ou déséquilibrés) :

$$\begin{bmatrix} I_{lah} \\ I_{lbh} \\ I_{lch} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha h} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

L'algorithme de d'identification des courants harmoniques par la méthode de référentiel synchrone est schématisé par la figure II.5.

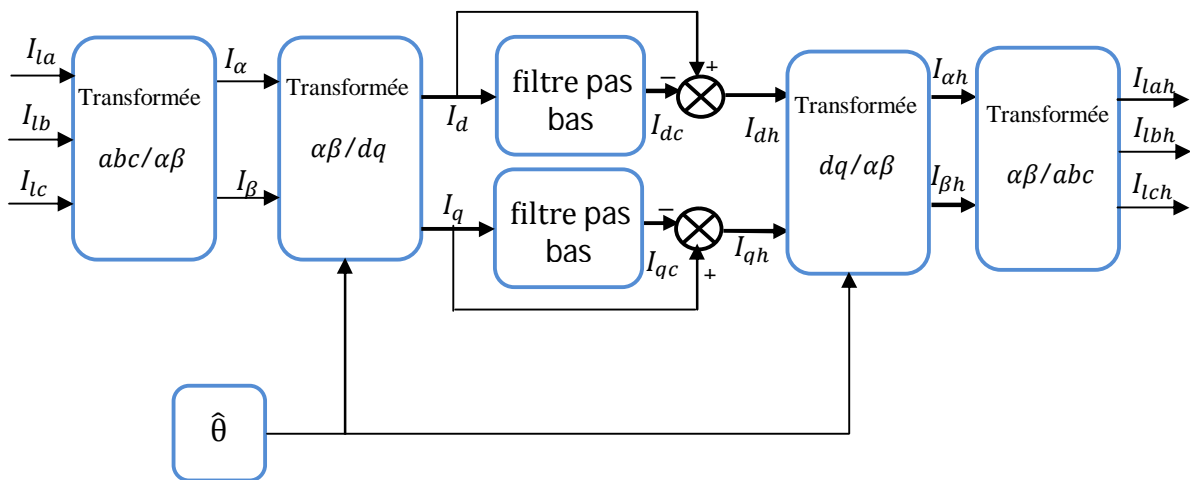


Fig. II.5 Principe d'identification des harmoniques par la méthode SRF

### II.2.4 Méthode basée sur le principe du courant actif

Cette méthode est basée sur la décomposition de la puissance absorbée par une charge non linéaire en puissance active, réactive et déformante [31]. Le courant total de la charge polluante ( $i_{ch}$ ) peut être subdivisé en deux parties : le courant actif et non actif. La puissance active ( $P$ ) résultante du courant actif ( $i_{cak}$ ) est proportionnelle à la tension  $v_{sk}$ ,  $k$  : indice de phase . Si elle n'est pas déformée, on peut l'écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sa2} \\ i_{sa3} \end{bmatrix} = \frac{P}{v_{s1}^2 + v_{s2}^2 + v_{s3}^2} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = G \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (II. 31)$$

Où,  $G$  est la conductance équivalente par phase de la charge.

Le courant non actif ( $i_{cnk}$ ) est calculé par la relation suivante :

$$i_{cnk} = i_{ck} - i_{cak} \quad (II. 32)$$

Ce dernier, se décompose en parties réactive et déformante. Le courant réactif, en phase avec la tension en quadrature  $\hat{v}_{sk}$ , s'obtient, à partir de la puissance réactive  $Q$ , par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{cn1} \\ i_{cn2} \\ i_{cn3} \end{bmatrix} = \frac{Q}{v_{s1}^2 + v_{s2}^2 + v_{s3}^2} \begin{bmatrix} \hat{v}_{s1} \\ \hat{v}_{s2} \\ \hat{v}_{s3} \end{bmatrix} = Y \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_{s1} \\ \hat{v}_{s2} \\ \hat{v}_{s3} \end{bmatrix} \quad (II. 33)$$

Où  $Y$  est la susceptance équivalente par phase de la charge.

La composante déformante qui représente la somme de tous les courants harmoniques ( $i_{ck.h}$ ) s'obtient en retranchant les courants actifs et réactifs du courant total :

$$\sum_{h=2}^{\infty} i_{ck.h} = i_{ck} - i_{cak} - i_{srk} \quad (II. 34)$$

Ainsi, chacune des trois composantes du courant absorbé par une charge non linéaire peut être calculée à partir de la tension supposée sinusoïdale au point de raccordement, et du courant total.

Ceci nous permet la représentation de la charge par le circuit équivalent de la figure ci-dessous :

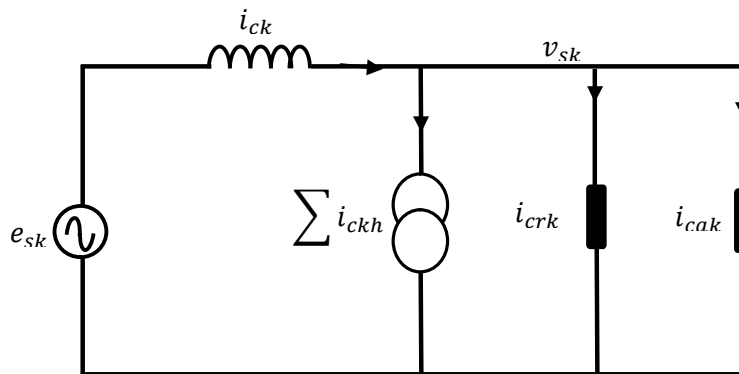


Fig. II.6 Modélisation de la charge polluante



L'algorithme permet d'obtenir, à partir de la mesure du courant de la charge polluante, les courants harmoniques que doit générer le filtre actif. On peut résumer cet algorithme de la façon suivante :

- Les courants de la charge  $i_{ck}$  ( $k = 1,2,3$ ) ainsi que les tensions  $v_{sk}$  ( $k = 1,2,3$ ) sont obtenus par mesure directe.
- En partant de la mesure des  $v_{sk}$  ( $k = 1,2,3$ ) , on obtient les tensions en quadrature  $\hat{v}_{sk}$  par un circuit déphaseur.

On obtient les puissances  $P$  et  $Q$  par l'intégration numérique ou en utilisant des filtres passe bas.

### II.2.4 .1 Algorithme de la méthode basée sur le principe du courant actif

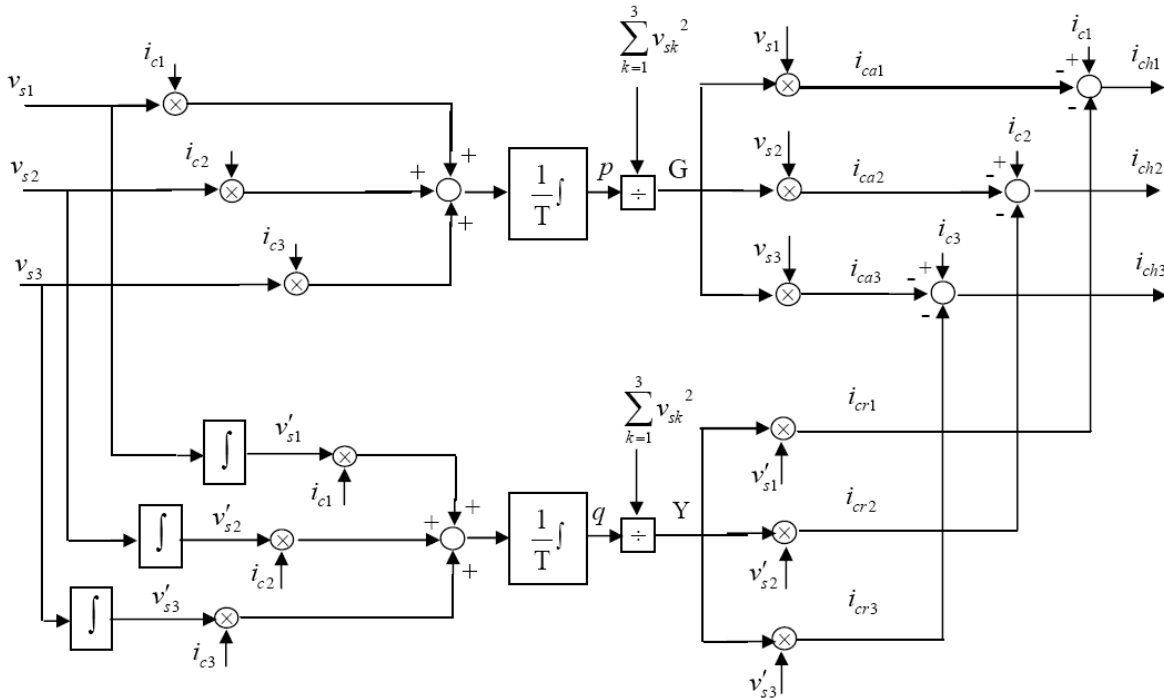


Fig. II.7 Algorithme d'identification des courants harmoniques par la méthode des courants actifs

- Si le système des tensions  $v_{sk}$  ( $k = 1,2,3$ ) est équilibré, les tensions en quadrature  $\hat{v}_{sk}$  peuvent également être obtenues à partir des tensions composées par :

$$[\hat{v}_{s1} \quad \hat{v}_{s2} \quad \hat{v}_{s3}] = \left[ \frac{(v_{s2} - v_{s3})}{\sqrt{3}} \quad \frac{(v_{s3} - v_{s1})}{\sqrt{3}} \quad \frac{(v_{s1} - v_{s2})}{\sqrt{3}} \right] \quad (II. 35)$$

Il est à noter que la puissance  $P$  ne peut être associée au seul courant fondamental actif que si les tensions  $v_{sk}$  ( $k = 1,2,3$ ) ne contiennent pas la composantes harmoniques. Sinon,  $P$  comporte tous les termes résultants de la multiplication des tensions et des courants de même fréquence.

Dans ce cas, le courant  $i_{cak}$  obtenu ne correspond pas à la composante active réelle du courant  $i_{crk}$ . Ceci est également valable pour la puissance  $Q$  et le courant réactif  $i_{crk}$  par conséquent, les harmoniques ainsi identifiées ne sont pas fidèles à celles du courant  $i_{ck}$ .

Cette méthode n'est pas valide que lorsque la tension au point de raccordement contient des harmoniques ou lorsqu'elle est déséquilibrée [30].

### II.3 Résultat de simulation

Dans cette partie, les méthodes d'identification considérées sont appliquées dans les cas des charges non-linéaires équilibrées. Les résultats de simulation à base de logiciel Matlab simulink sont présentés et discutés.

#### II.3.1 Charge triphasée non-linéaire équilibrée

Les tensions de phases du réseau électrique ainsi que les courants de phases de la charge triphasée non-linéaire équilibrée sont présentés dans la figure (II.8). On constate que malgré les tensions est sinusoïdale les courants de charge sont déformés donc présence des harmoniques.

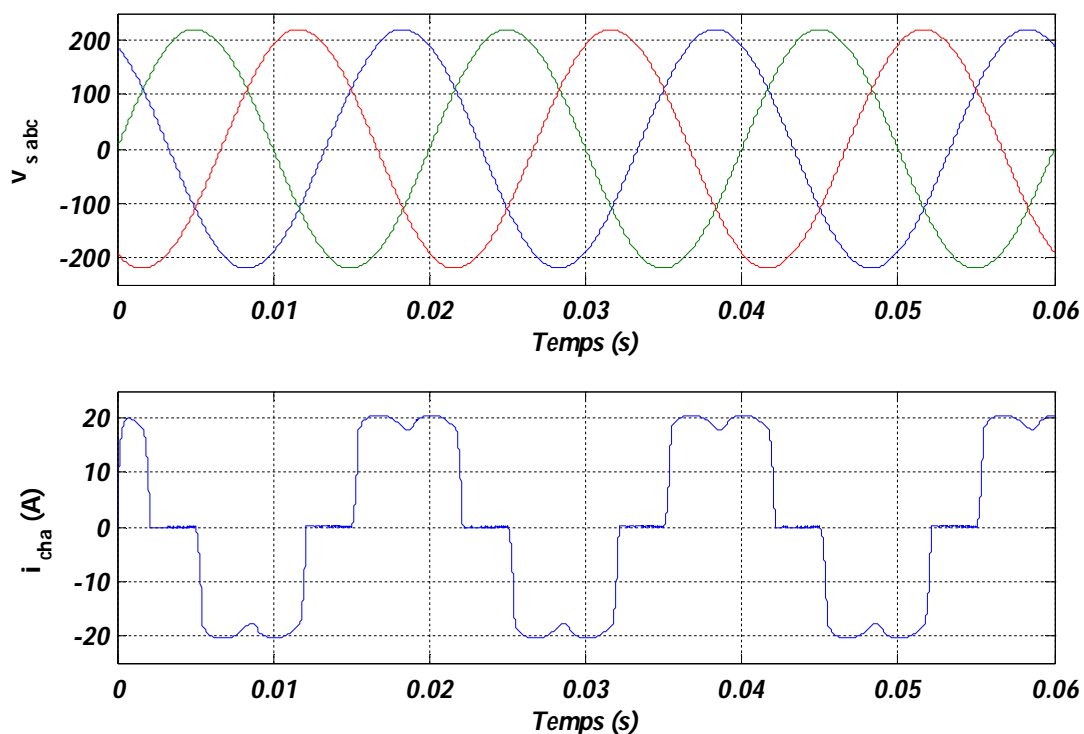


Fig. II.8 Tension et courant de la charge non-linéaire équilibrée

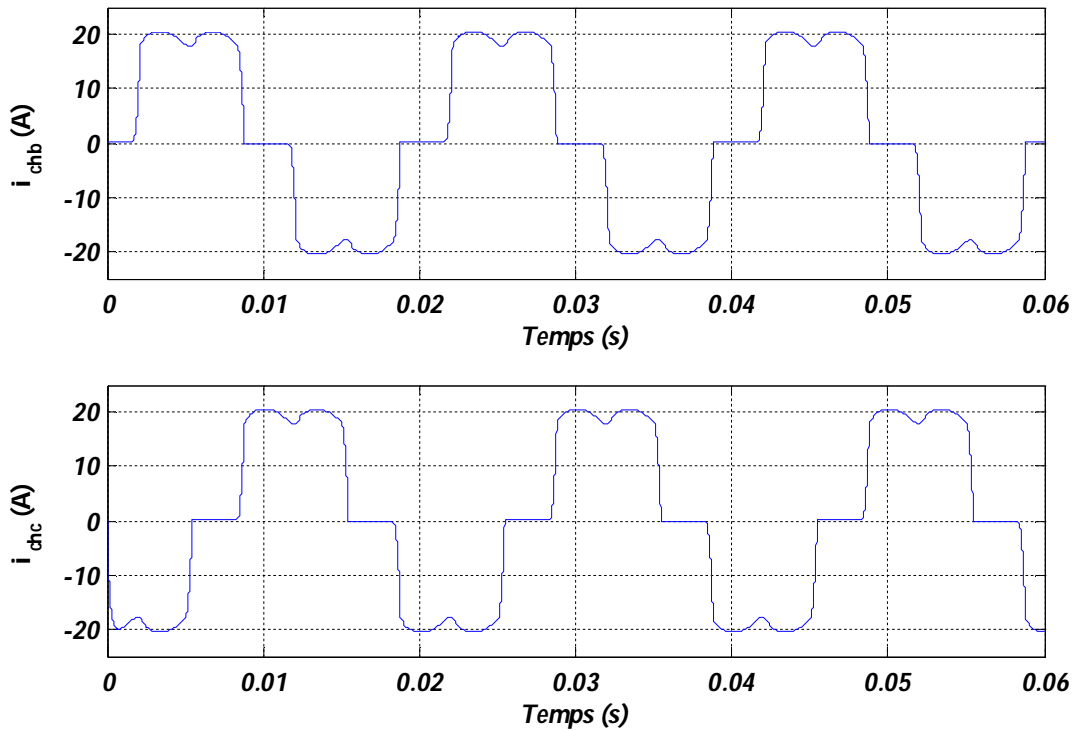


Fig. II.8 (suite) Tension et courant de la charge non-linéaire équilibrée

### II.3.2 Méthode trigonométrique (tri-monophasée)

Les courants harmoniques triphasés identifiés présentent la même forme d'onde avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.9). Les courants fondamentaux triphasés identifiés (figure II.9-a) sont quasiment sinusoidaux de même amplitude avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre. Les courants harmoniques identifier dans les phases a,b,c de la charge sont présentes par les figures II.9-b,c et d.

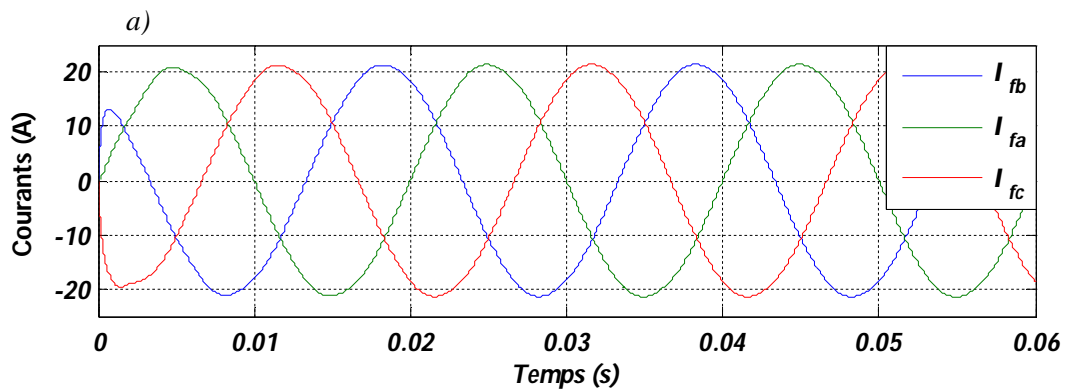


Fig.II.9 Courants harmoniques et composantes fondamentales identifiés par la méthode trigonométrique

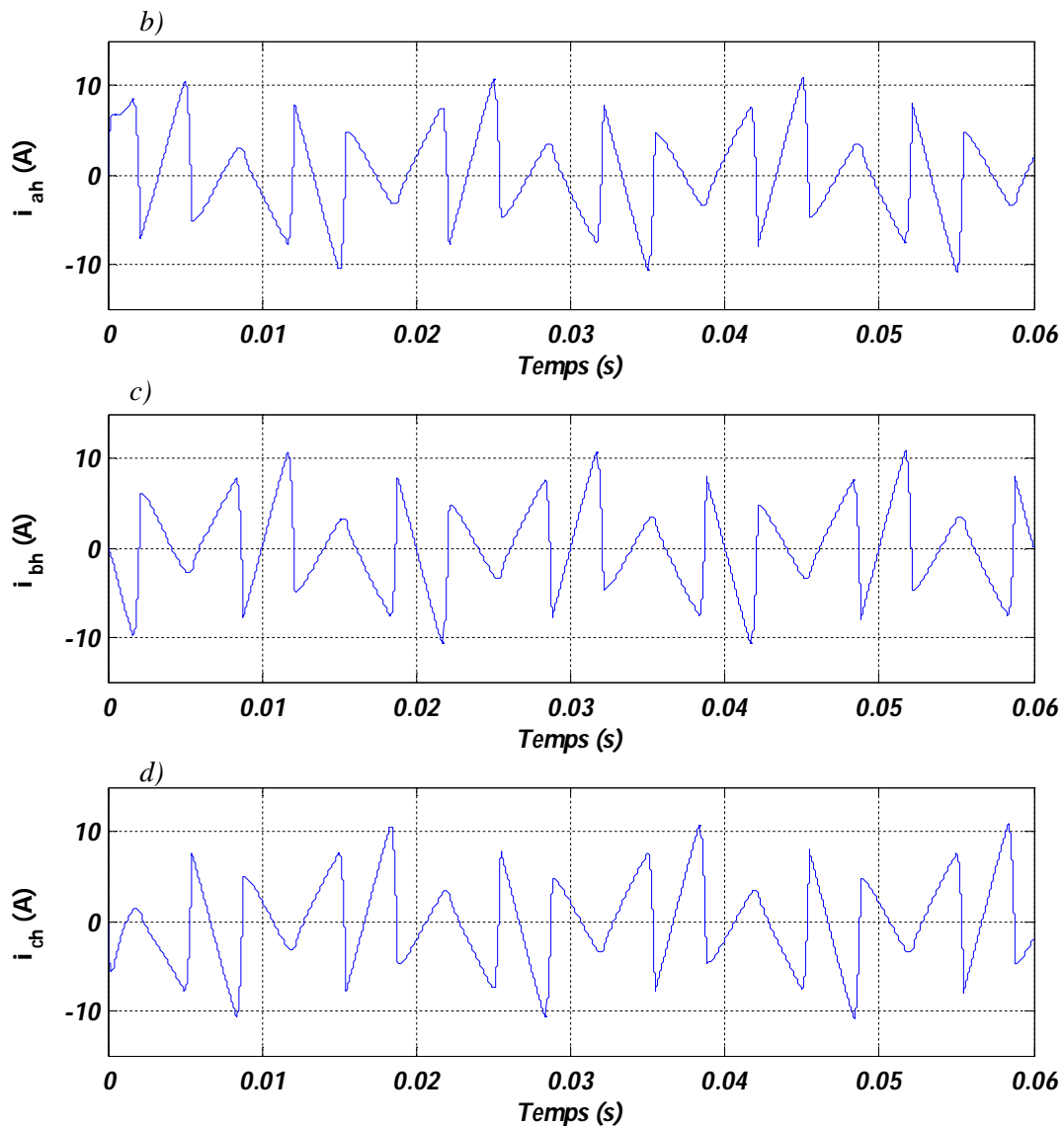


Fig.II.9 (suite) Courants harmoniques et composantes fondamentales identifiés par la méthode trigonométrique

### II.3. 3 Méthode de la Puissance Instantanée Réelle et Imaginaire ( PIRI )

La figure II.10 présente les tensions de phase ainsi que les courants de la charge non-linéaire triphasée équilibrée dans le repère  $(\alpha - \beta)$  et la puissance active avec sa valeur moyenne et la puissance imaginaire. Les tensions  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  sont sinusoidales et diphasées (elles sont déphasées de  $90^\circ$ ). Les courants  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  sont pollués et diphasés. La puissance active  $p$  est pulsatoire autour de sa valeur moyenne  $P_{moy}$ . La puissance imaginaire est pulsatoire autour de zéro (sa valeur moyenne est nulle) car le redresseur triphasé PD3 à diodes ne consomme pas de l'énergie réactive (pour chaque phase, la tension du réseau et le courant pollué de charge sont en phase).

Les courants harmoniques triphasés identifiés présentent la même forme d'onde avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.10). Ils sont similaires aux courants identifiés par les trois méthodes précédentes.

Les courants fondamentaux triphasés identifiés sont quasiment sinusoïdaux de même amplitude avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.10).

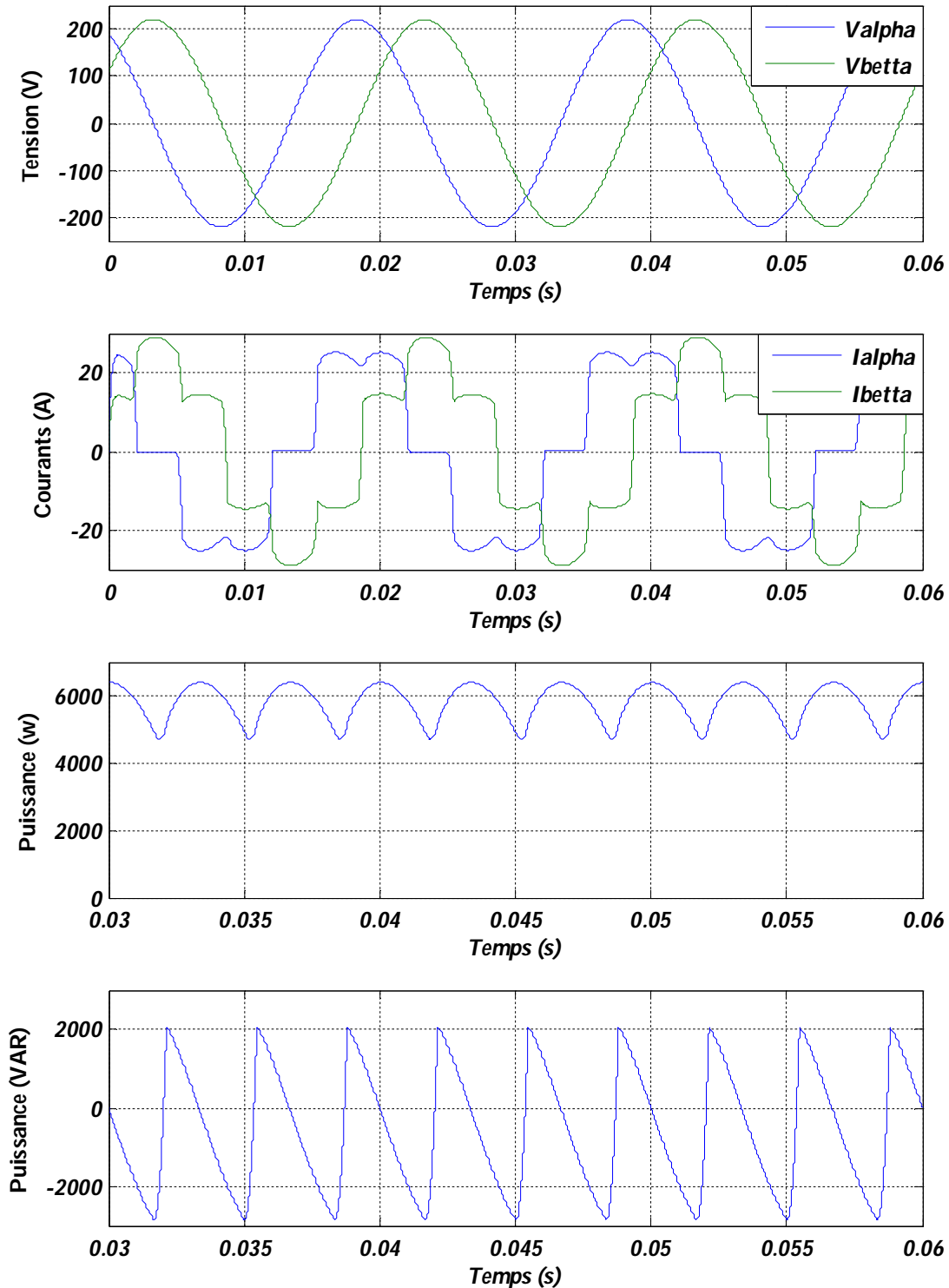


Fig. II.10 Tensions de phase du réseau électrique et courant de charge triphasée dans le repère de Concordia, puissance active et sa valeur moyenne et puissance imaginaire

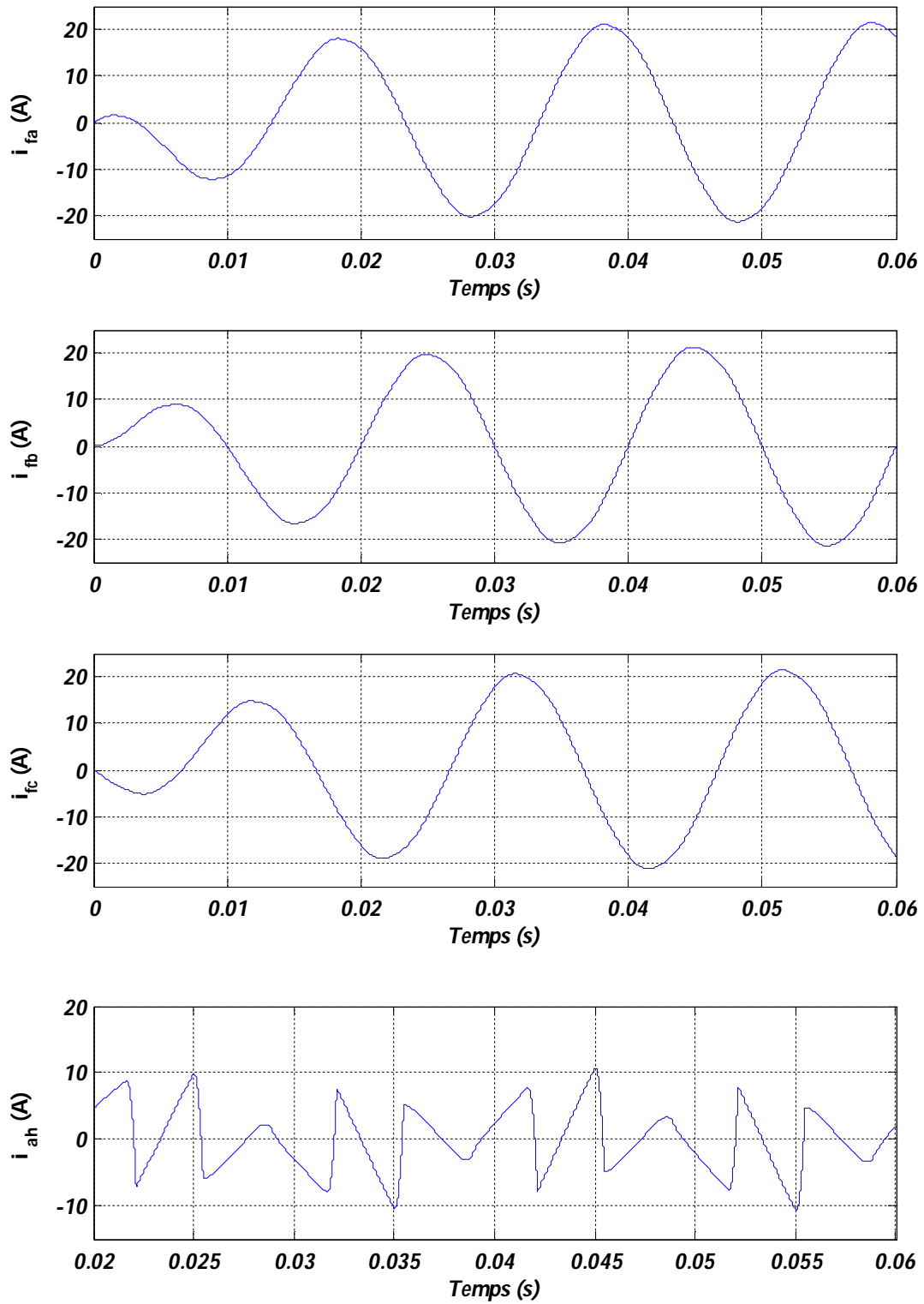


Fig. II.11 Courants harmoniques triphasés et composantes fondamentales triphasées identifiés par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

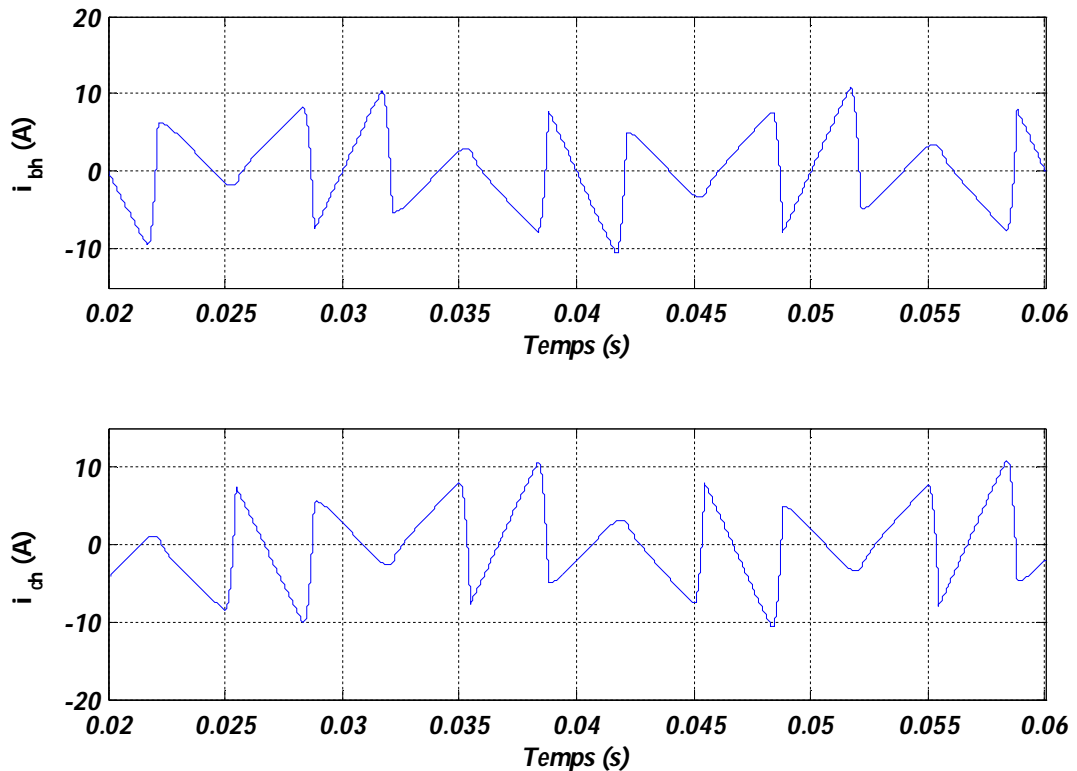


Fig. II.11 (suite) Courants harmoniques triphasés et composantes fondamentales triphasées identifiés par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

### II.3.4 Méthode de référentiel synchrone

Dans la figure II.12 sont présentés les courants de charge dans le repère  $(d - q)$ , leurs valeurs moyennes et composantes harmoniques dans le repère  $(d - q)$ . Le courant  $I_d$  est un courant pulsatoire oscillant autour de sa valeur moyenne  $I_{d\text{moy}}$ . De même, le courant  $I_q$  est un courant pulsatoire oscillant autour de sa valeur moyenne  $I_{q\text{moy}}$ .

Les courants harmoniques triphasés identifiés présentent la même forme d'onde avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.13). Ils sont similaires aux courants identifiés par les deux méthodes précédentes.

Les courants fondamentaux triphasés identifiés sont quasiment sinusoidaux de même amplitude avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.13).

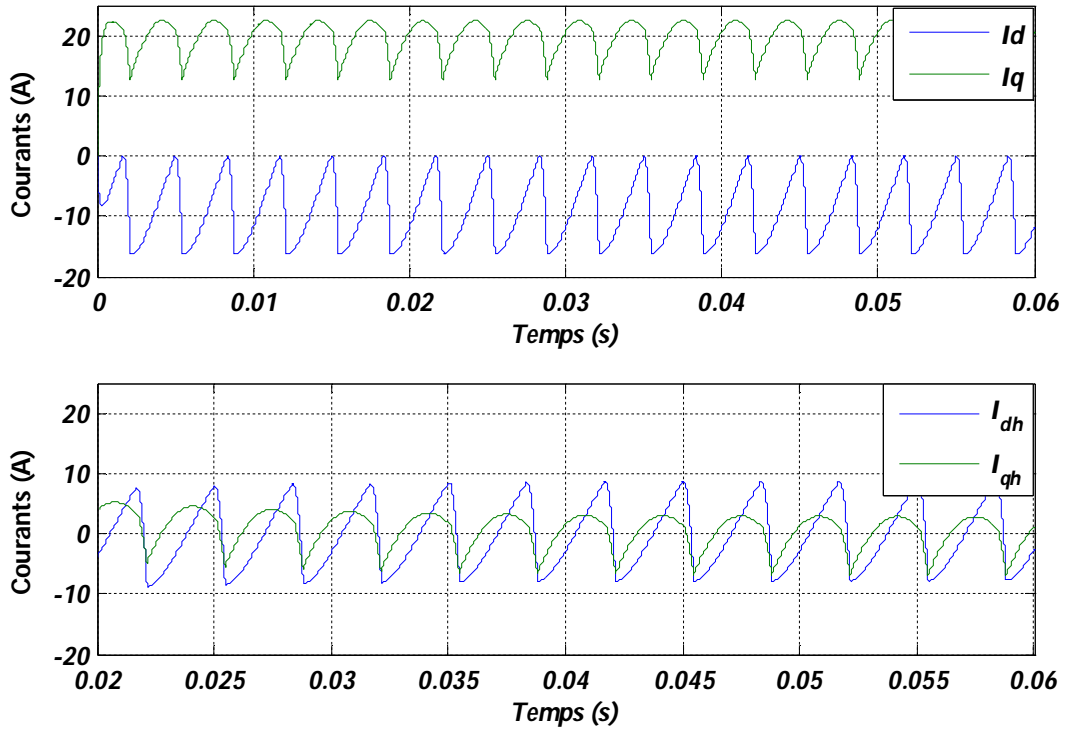


Fig. II.12 Courants de charge dans le repère  $(d - q)$

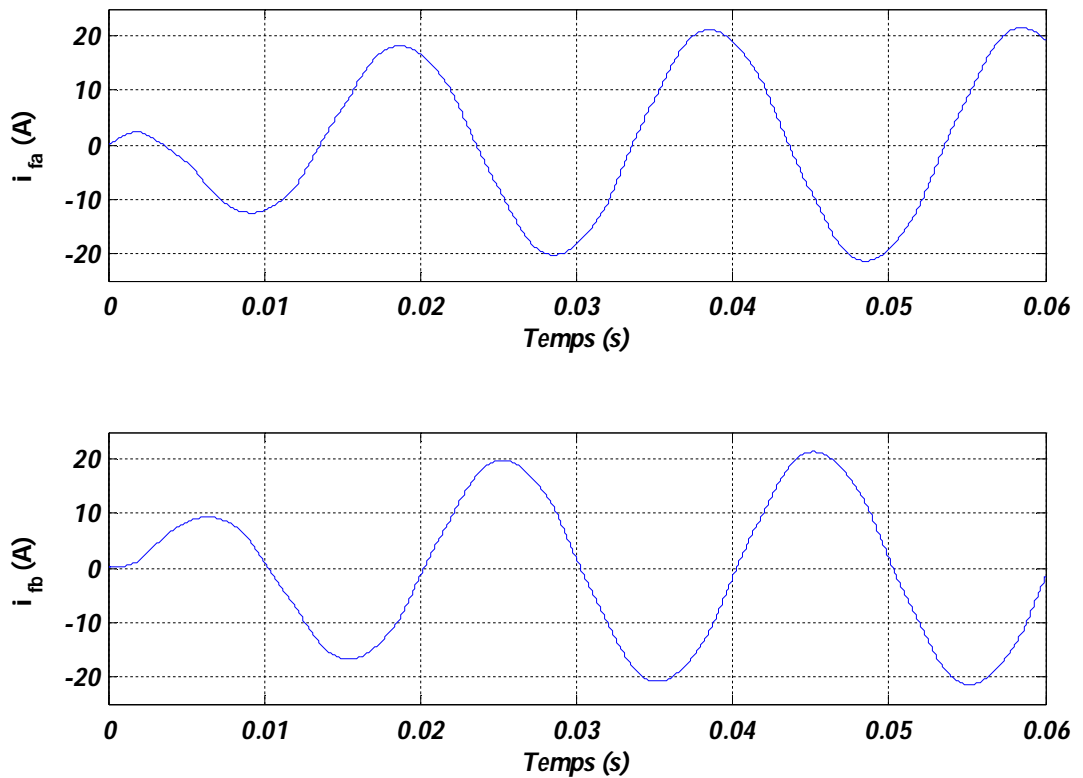


Fig. II.13 Courants harmoniques triphasés et composantes fondamentales triphasées identifiés par la méthode de référentiel synchrone



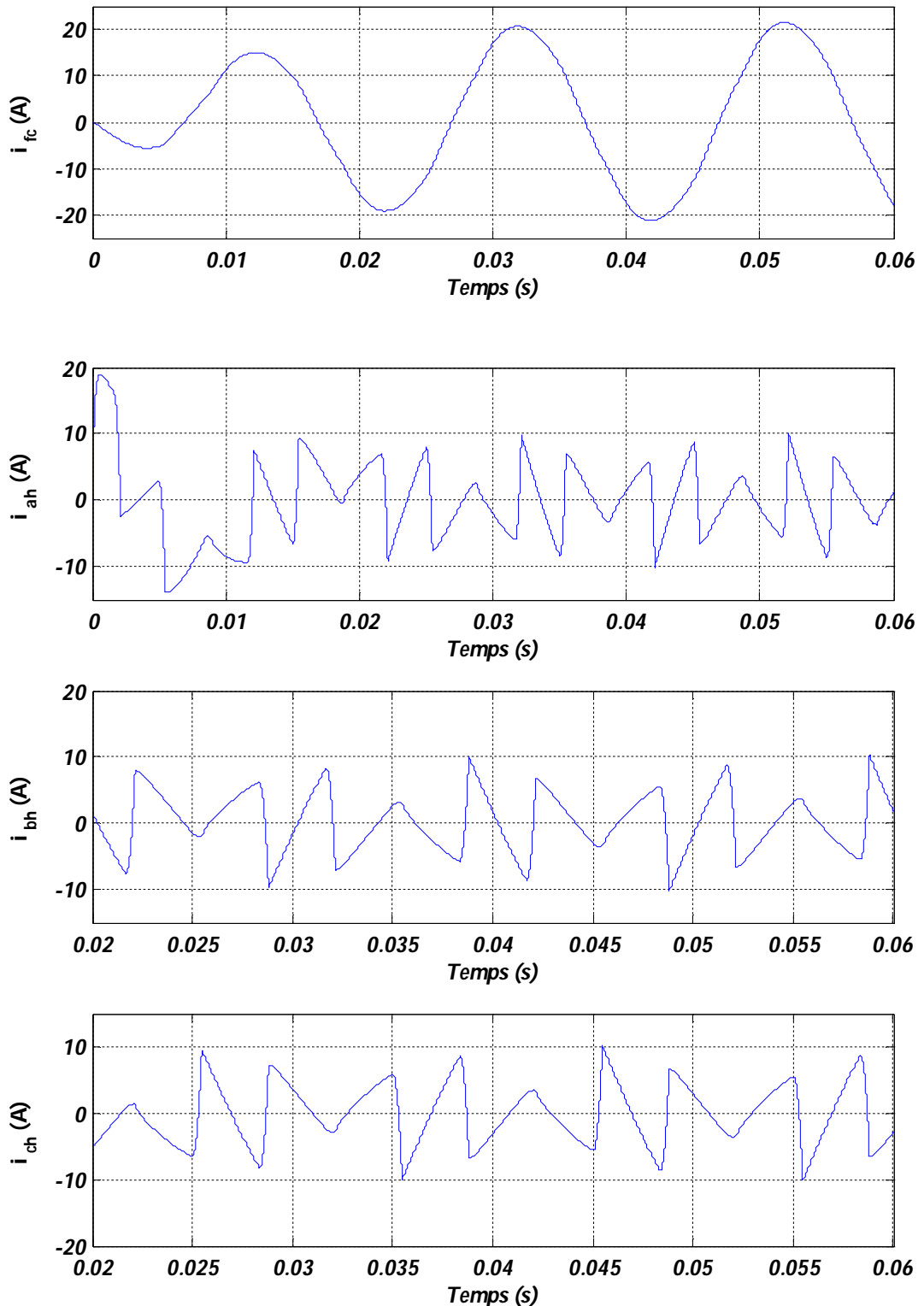


Fig. II.13 (suite) Courants harmoniques triphasés et composantes fondamentales triphasées identifiés par la méthode de référentiel synchrone

### II.3.5 Méthode basée sur le principe du courant actif

Les courants harmoniques triphasés identifiés présentent la même forme d'onde avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.14).

Les courants fondamentaux triphasés identifiés sont quasiment sinusoidaux de même amplitude avec un déphasage de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre (figure II.14).

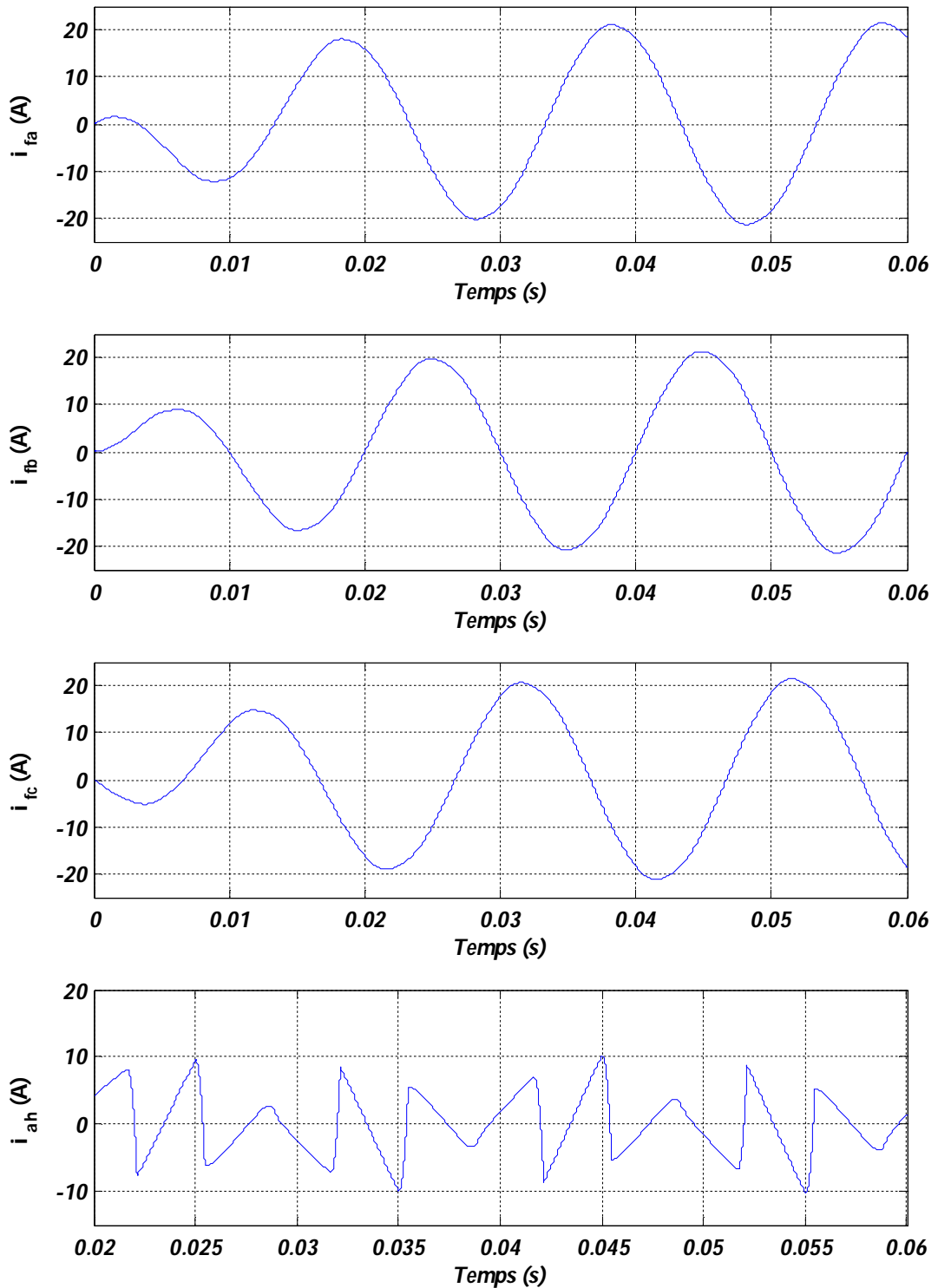


Fig. II.14 Courants harmoniques et composantes fondamentales identifiés par méthode basée sur le principe du courant actif

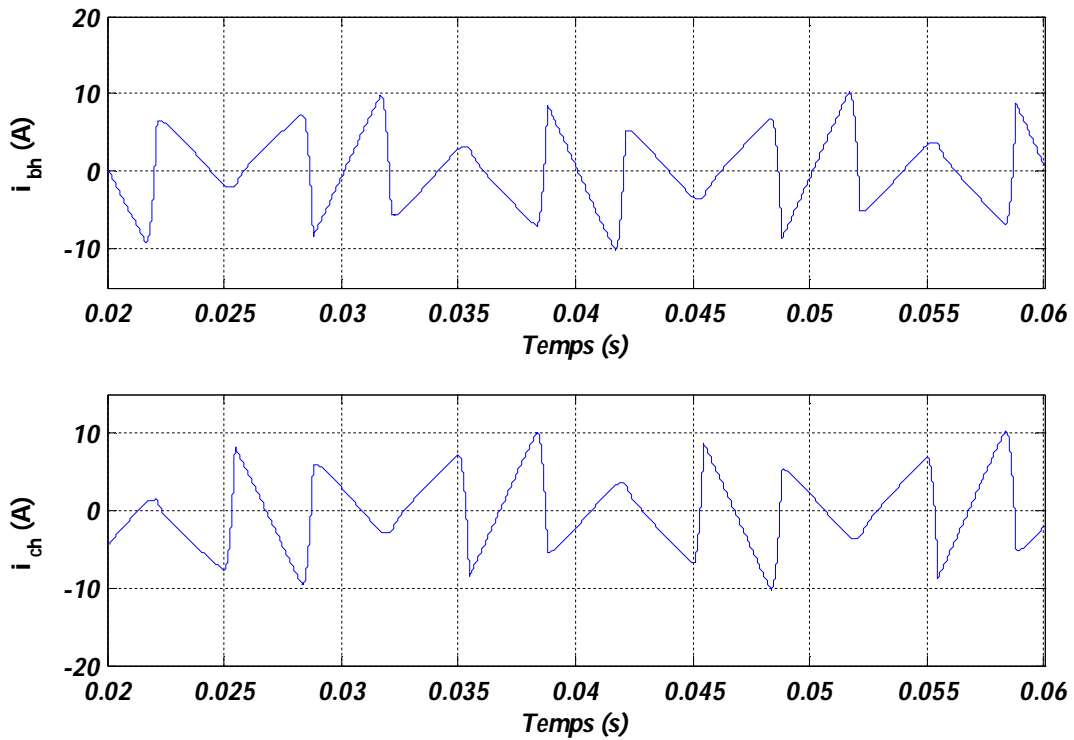


Fig. II.14 (suite) Courants harmoniques et composantes fondamentales identifiés par méthode basée sur le principe du courant actif

### II.3.6 Comparaison des méthodes

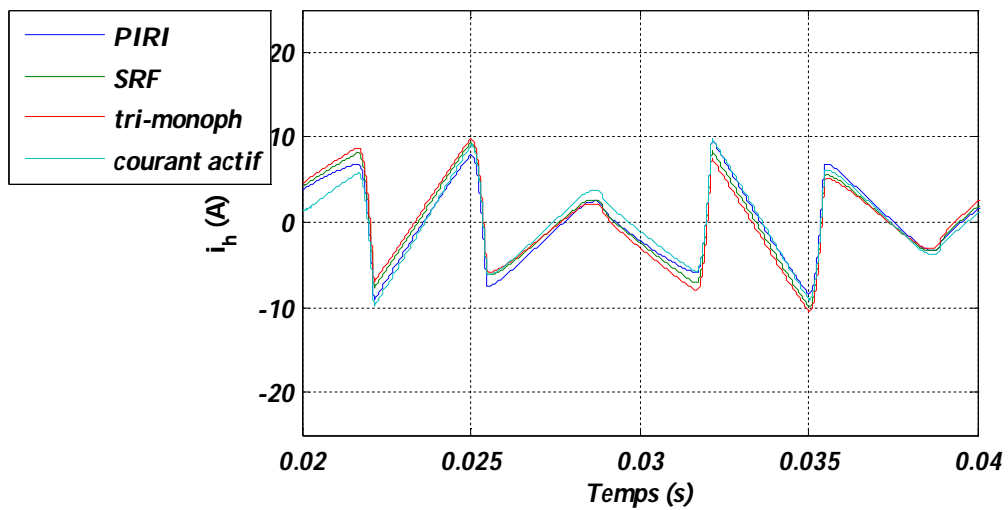


Fig. II.15 Résultat de la comparaison des méthodes

La figure II.15 présente un zoom entre les instants 0.02 ÷ 0.04 sec de la superposition des quatre méthodes. Alors, on remarque que les résultats se rapprochent .

La simulation des méthodes considérées d'identification des courants harmoniques triphasés équilibrés a permis de définir l'aptitude de chaque méthode à identifier le courant harmonique et le courant de déséquilibre.

## **II.4 Conclusion**

L'efficacité de la méthode d'identification harmonique est exigée par une bonne compensation à base de filtre actif L'identification. En effet, le système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer des corrections suffisantes si les harmoniques parasites sont mal identifiées.

Les quatre méthodes d'identification considérées pour l'extraction des courants harmoniques à des courants absorbés par la charge non linéaire, ont été analysées et comparées. Il ressort qu'elles ont presque les mêmes performances.

# *CHAPITRE III*

*Filtrage actif parallèle*

# Chapitre III

## Filtrage actif parallèle

### III.1 Introduction

La structure du filtre actif parallèle(FAP), est considérée dans ce chapitre. Elle est composée de deux (2) parties principales : la partie puissance et la partie contrôle-commande [15].

Ce chapitre présente la structure du filtre actif parallèle ainsi que son principe de fonctionnement. Par ailleurs les différentes stratégies de commande utilisées pour ces filtres actifs de puissance triphasée pour identifier les courants harmoniques de référence. Finalement, les résultats de simulation obtenus seront exposés et commentés.

### III.2 Filtrage actif parallèle

#### III.2.1 Structure générale

La figure III.1 présente la structure générale du FAP. Deux blocs la caractérisent: *bloc de puissance* et *bloc de contrôle-commande*.

- **Bloc de puissance**
- Ce bloc constitué de :
- Onduleur de tension dont les semi conducteurs sont commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) ;
- Circuit de stockage d'énergie ;
- Filtre de sortie.

- **Bloc de contrôle-commande**

Elle comprend [32] :

- La méthode d'identification des courants harmoniques;
- La régulation de la tension continue;
- La régulation des courants injectés sur le réseau à partir de l'onduleur de tension ;
- La commande de l'onduleur de tension.

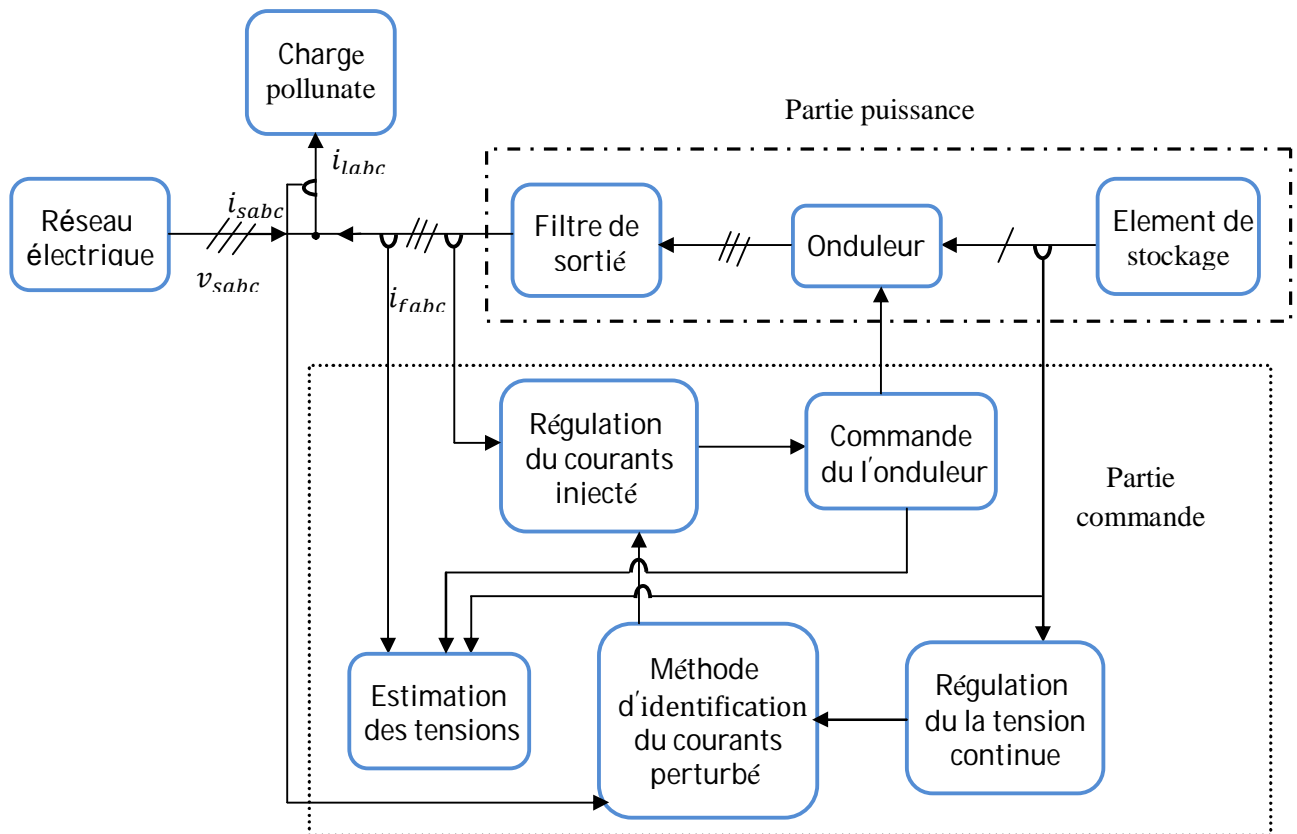


Fig. III.1 Structure générale du filtre actif parallèle

### III.3 Modèles des blocs de puissance

#### III.3.1 Onduleur de tension

Le développement des n'a été possible que grâce au développement des composants de puissance semi conducteurs contrôlables, et aux performances des techniques de modulation de largeur d'impulsion(MLI) [20, 33].

La figure III.2 montre le circuit d'un onduleur triphasé à structure de tension [20]. On distingue se trois bras dont chacun est formé de deux (2) semi conducteurs (interrupteur) branchés en série, et chaque interrupteurs (GTO ou IGBT) est monté en anti parallèle avec une diode de roue libre, qui assure la circulation du courants. Les interrupteurs sont réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Le stockage de l'énergie du côté continu est réalise grâce à un condensateur  $C_{dc}$  placé en parallèle avec la tension  $V_{dc}$  maintenue à une valeur quasi constante [4, 15, 34].

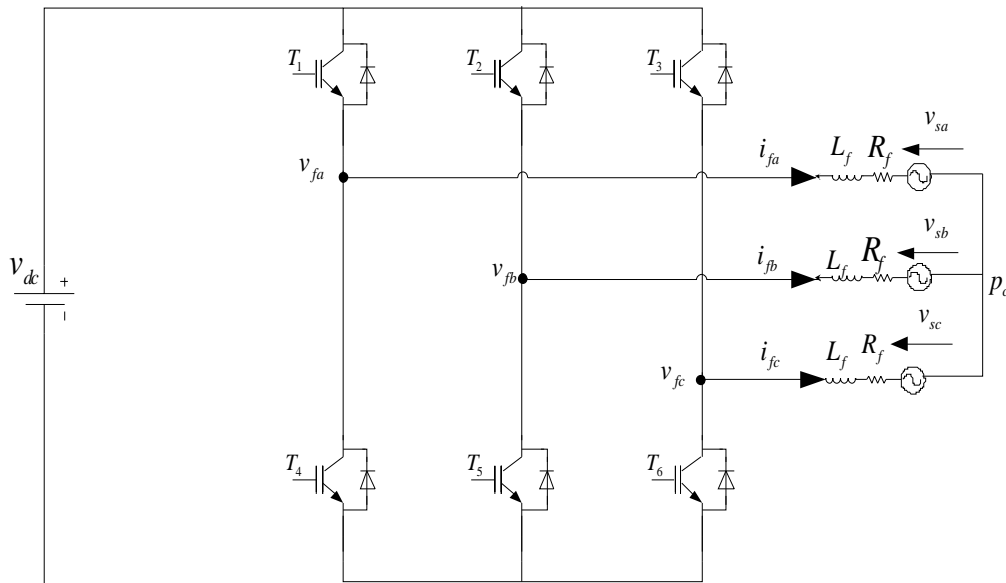


Fig. III.2 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre ( $L_f, R_f$ ), employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique [4, 34]. Dans ce cas, le pont onduleur est l'interface entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu [4]. La figure III.3 représente le schéma équivalent par phase d'un filtre actif connecté au réseau électrique.

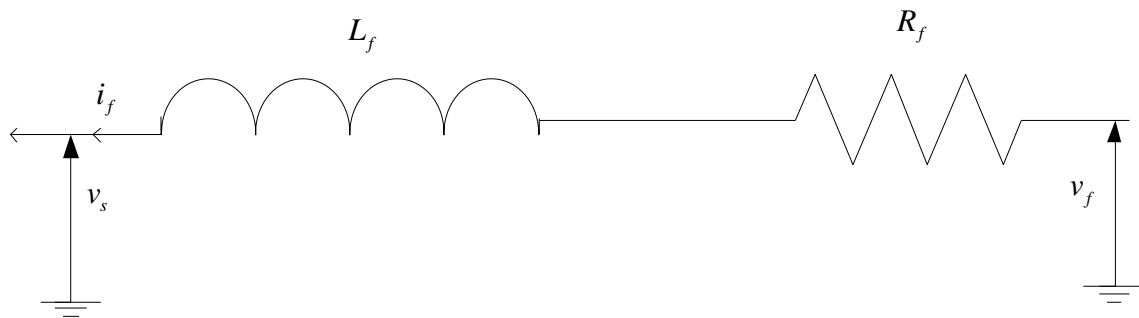


Fig. III.3 Schéma de liaison entre l'onduleur de tension et le réseau

### III.3.1.1 Modélisation de l'onduleur

La sortie d'onduleur (voir la figure III.4) peut prendre deux valeurs de tension ( $+\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{2}$ ) selon l'état des impulsions de commande des interrupteurs. En pratique, la conduction d'un des deux semi-conducteurs d'un même bras entraîne le blocage de l'autre (complémentaire) [4, 34].



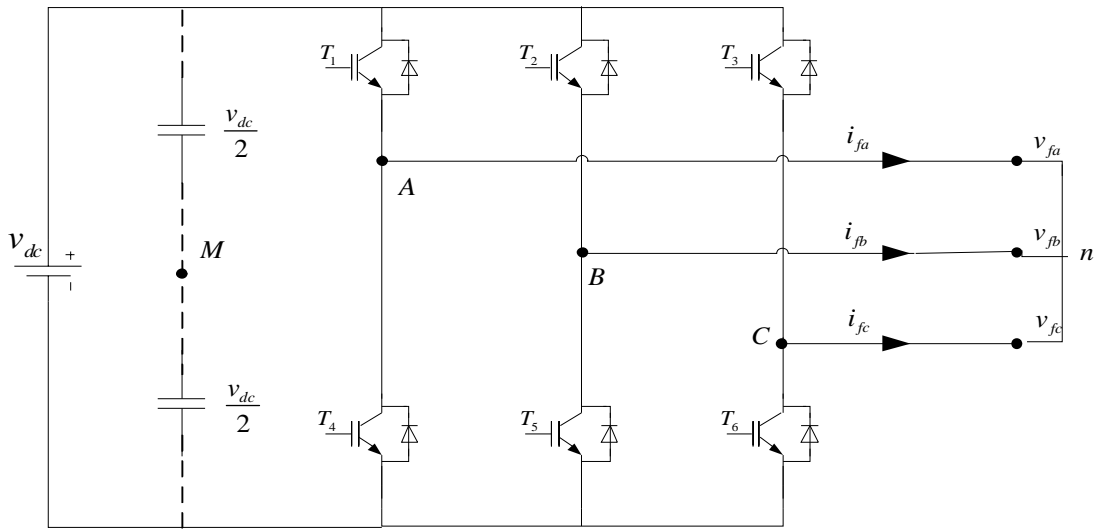


Fig. III.4 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'ouverture et la fermeture des semi conducteurs ( $T_1 \div T_6$ ) dépendent de l'état des signaux de commande des trois ( $S_a, S_b, S_c$ ), comme défini ci-dessous [4] :

$$\begin{aligned}
 S_a &= \begin{cases} 1 & \text{si } (T_1 : \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{si } (T_4 : \text{ fermé et } T_1 \text{ ouvert}) \end{cases} \\
 S_b &= \begin{cases} 1 & \text{si } (T_2 : \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{si } (T_5 : \text{ fermé et } T_2 \text{ ouvert}) \end{cases} \\
 S_c &= \begin{cases} 1 & \text{si } (T_3 : \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{si } (T_6 : \text{ fermé et } T_3 \text{ ouvert}) \end{cases}
 \end{aligned}$$

Les potentielles des nœuds A, B, et C de l'onduleur par rapport au point milieu fictif (imaginaire) M sont donc données par les équations (III.1) et celles composées par (III.2).

$$\begin{cases} V_{AM} = \frac{V_{dc}}{2} (2S_a - 1) \\ V_{BM} = \frac{V_{dc}}{2} (2S_b - 1) \\ V_{CM} = \frac{V_{dc}}{2} (2S_c - 1) \end{cases} \quad (III.1)$$

Les tensions composées de l'onduleur s'expriment en fonction des états des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (S_a - S_b) \cdot V_{dc} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (S_b - S_c) \cdot V_{dc} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (S_c - S_a) \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (III.2)$$

Et, en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} \\ V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn} \\ V_{CA} = V_{Cn} - V_{An} \end{cases} \quad (III.3)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{AB} - V_{CA} = V_{An} - (V_{Bn} + V_{Cn}) + V_{An} \\ V_{BC} - V_{AB} = V_{Bn} - (V_{Cn} + V_{An}) + V_{Bn} \\ V_{CA} - V_{BC} = V_{Cn} - (V_{An} + V_{Bn}) + V_{Cn} \end{cases} \quad (III.4)$$

Dans un système de trois tensions équilibrées, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} = 0 \quad (III.5)$$

A partir de la relation(III.5), on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{An} = -(V_{Bn} + V_{Cn}) \\ V_{Bn} = -(V_{An} + V_{Cn}) \\ V_{Cn} = -(V_{An} + V_{Bn}) \end{cases} \quad (III.6)$$

En remplaçant le système (III.6) dans (III.4), on peut trouver les tensions simples de l'onduleur en fonction de celles composées :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_{Bn} = \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_{Cn} = \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{cases} \quad (III.7)$$

A partir des systèmes (III.2) et (III.7), les tensions simples de l'onduleur peuvent s'écrire en fonction des états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  et de la tension  $V_{dc}$  comme suit :

$$\begin{cases} V_{fa} = V_{An} = 2S_a - S_b - S_c \cdot \left(\frac{V_{dc}}{3}\right) \\ V_{fb} = V_{Bn} = -S_a + 2S_b - S_c \cdot \left(\frac{V_{dc}}{3}\right) \\ V_{fc} = V_{Cn} = -S_a - S_b + 2S_c \cdot \left(\frac{V_{dc}}{3}\right) \end{cases} \quad (III.8)$$

Ainsi, on exprime les huit (8) combinaisons possibles des états ( $S_i$ ,  $i = a, b, c$ ) et la tension de sortie du filtre actif  $v_{fk}$  correspondante (référées au neutre  $n$  de la source), comme le montre le Tableau (III.1) [15, 34] :

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

| $cas$ | $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | $v_{fa}$                           | $v_{fb}$                           | $v_{fc}$                           |
|-------|-------|-------|-------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| 0     | 0     | 0     | 0     | 0                                  | 0                                  | 0                                  |
| 1     | 1     | 0     | 0     | $2.\left(\frac{v_{dc}}{3}\right)$  | $\frac{-v_{dc}}{3}$                | $\frac{-v_{dc}}{3}$                |
| 2     | 0     | 1     | 0     | $\frac{-v_{dc}}{3}$                | $2.\left(\frac{v_{dc}}{3}\right)$  | $\frac{-v_{dc}}{3}$                |
| 3     | 1     | 1     | 0     | $\frac{v_{dc}}{3}$                 | $\frac{v_{dc}}{3}$                 | $-2.\left(\frac{v_{dc}}{3}\right)$ |
| 4     | 0     | 0     | 1     | $\frac{-v_{dc}}{3}$                | $\frac{-v_{dc}}{3}$                | $2.\left(\frac{v_{dc}}{3}\right)$  |
| 5     | 1     | 0     | 1     | $\frac{v_{dc}}{3}$                 | $-2.\left(\frac{v_{dc}}{3}\right)$ | $\frac{v_{dc}}{3}$                 |
| 6     | 0     | 1     | 1     | $-2.\left(\frac{v_{dc}}{3}\right)$ | $\frac{v_{dc}}{3}$                 | $\frac{v_{dc}}{3}$                 |
| 7     | 1     | 1     | 1     | 0                                  | 0                                  | 0                                  |

### III.3.2.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé

L'équation de la tension par phase du FAP triphasé :

$$v_{sk} = v_{fk} - v_{Lfk} - v_{Rfk} = v_{fk} - L_f \frac{di_{fk}}{dt} - R_f i_{fk} \quad , k = a, b, c \quad (III.9)$$

Où,  $k = a, b, c$  est l'indice de phase

D'où, les équations des trois phases sont exprimées par l'équation matricielle suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Et, pour le coté continu :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad (III.11)$$

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

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad (III.12)$$

### III.3.2.2 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park)

Appliquons la transformée de *Park* sur le système (III.12), nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone  $dq$  comme suit [35]:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

Où

$$\begin{cases} S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q = -S_\alpha \sin \omega t + S_\beta \cos \omega t \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

Avec

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

### III.3.2.3 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire

La transformée de Concordia directe appliquée au modèle du filtre actif dans le repère triphasé permet d'avoir le modèle dans le repère stationnaire soit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_f i_{f\alpha} + v_{f\alpha} - v_{s\alpha} \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_f i_{f\beta} + v_{f\beta} - v_{s\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_\alpha i_{f\alpha} + S_\beta i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

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

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 17})$$

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{III. 18})$$

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 19})$$

### III.3.3.1 Système de stockage d'énergie

Les batteries de condensateurs sont utilisées comme des éléments de stockage dans les installations petites et moyennes puissances, or que les bobines supraconductrices sont utilisées pour les grandes puissances [34]. Cependant les valeurs de la tension  $V_{dc}$  et de la capacité de condensateur  $C_{dc}$  influent sur la dynamique et la qualité de compensation du FAP. En effet, une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre actif, et le choix de  $C_{dc}$  imite les ondulations de  $V_{dc}$  dues aux courants engendrés par le filtre actif [35, 36, 37], Les ondulations sont importantes si amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Donc si on prend en compte, seulement les premiers harmoniques pour le choix des paramètres du système de stockage, l'une des méthodes suivantes être utilisée [4, 34] :

#### 1<sup>ère</sup> méthode :

- Le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graëtz), est la base de la première méthode. On choisit un taux d'ondulation  $\Delta V_{dc}$  acceptable, généralement de l'ordre de  $2\%V_{dc}$ . On peut calculer  $C_{dc}$  à partir de la relation suivante :

$$C_{dc} = \frac{v_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2\Delta V_{dc} \omega V_{dc}^2} \quad (\text{III. 20})$$

Avec

$v_s$ : tension simple du réseau ;

$I_h$ : courant harmonique du rang  $h$ ;

$\alpha$ : angle d'allumage des thyristors du pont de Graëtz, zéro dans le cas d'un redresseur à diodes.

On choisit la tension  $V_{dc}$  comme la plus grande tension respectant les contraintes des interrupteurs [4, 23], la valeur minimale de la tension  $V_{dc}$  est deux fois plus grande que la max de tension simple du réseau pour assurer la contrôlabilité du courant du filtre de sortie en tous temps [38].

#### 2<sup>ème</sup> méthode :

- Elle est basée sur la mesure du courant harmonique ( $I_h$ ) du rang le plus faible. La capacité  $C_{dc}$  se calcule avec l'expression suivantes [4, 39] :

$$C_{dc} = \frac{I_h}{V_{dc} \Delta V_{dc} \omega_h} \quad (\text{III. 21})$$

Avec :  $\omega_h$ , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

**3<sup>re</sup> méthode :**

- Elle est basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif et celle de la charge polluante comme suit [40] :

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

$$I_{l.eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (\text{III. 22})$$

Où,  $I_d$  représente le courant de charge coté continu.

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$I_{l.fon.eff} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (\text{III. 23})$$

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

$$I_{l.har} = \sqrt{I_{l.eff}^2 - I_{l.fon.eff}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} I_d = 0.2423 I_d \quad (\text{III. 24})$$

Le filtre actif doit fournir la puissance correspondante aux harmoniques produite par la charge.

Le rapport entre la puissance apparente du filtre actif et celle de la charge polluante est :

$$\frac{S_f}{S_l} = \frac{S_{l.har}}{S_l} = \frac{3 I_{l.har} V_{sa.eff}}{3 I_{l.eff} V_{sa.eff}} = \frac{I_{l.har}}{I_{l.eff}} = \frac{0.24 I_d}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_d} = 0.2968 \quad (\text{III. 25})$$

D'où,

$$S_f = 0.2968 . S_l \quad (\text{III. 26})$$

Où,

$$S_l^2 = P_l^2 + Q_l^2 + D_l^2 \quad (\text{III. 27})$$

$P_l$  : puissance active ;

$Q_l$  : puissance réactive ;

$D_l$  : puissance déformante.

Si on veut compenser simultanément les harmoniques et la puissance réactive, la puissance du filtre est donnée par :

$$S_f = \sqrt{D_l^2 + Q_l^2} \quad (\text{III. 28})$$

$$\Rightarrow \frac{S_f}{S_l} = 0.2968 = \frac{\sqrt{D_l^2 + Q_l^2}}{\sqrt{P_l^2 + D_l^2 + Q_l^2}} \quad (\text{III. 29})$$

A partir de (III.28), la puissance apparente du filtre peut être exprimée en fonction de la puissance active ( $P_l$ ) de la charge polluante par la relation suivante :

$$S_f = 0.3036P_l \quad (\text{III.30})$$

Le condensateur doit produire une d'énergie égale ou supérieure à l'énergie équivalente à  $S_f = 0.3036P_l$ . Les extremums de l'énergie emmagasinée dans le condensateur sont données par :

$$\begin{cases} E_{min} = \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc.min}^2 \\ E_{max} = \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc.max}^2 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Où,  $E_{min}$ ,  $E_{max}$  représentent, respectivement, l'énergie minimale et l'énergie maximale emmagasinées dans le condensateur. La variation de l'énergie du condensateur pendant une période d'ondulation ( $\Delta T$ ) de la tension continue doit être supérieure ou égale à la puissance produite par le filtre actif. Ce ci s'exprimé par la relation suivante:

$$E_{max} - E_{min} = \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc.max}^2 - \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc.min}^2 \geq 0.3036P_l\Delta T \quad (\text{III.32})$$

En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois inférieure à celle de la tension du réseau électrique, on trouve :

$$C_{dc} \geq \frac{2*0.3036P_l}{6f_s(V_{dc.max}^2 - V_{dc.min}^2)} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$f_s$  : fréquence fondamentale du réseau électrique.

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

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

Application :

$P_l = 35KW$ ,  $V_{dc} = 600V$ , On trouve alors :  $C_{dc} \geq 3mF$  nous avons choisis  $C_{dc} = 5mF$

### III.3.3.2 Filtre passif de couplage

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

- assurer la dynamique du courant du filtre défini par :

$$\frac{dI_f}{dt} = \frac{dI_{lh}}{dt} \quad (\text{III.35})$$

Où,

$I_f$  : courant du filtre ;

$I_{lh}$  : courant harmonique de la charge.

- empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique[4, 37,39]

Pour satisfaire les deux conditions, un filtre de premier ordre, composé d'une inductance ( $L_f$ ). de résistance interne ( $R_f$ ) peut être utilisé une faible valeur de ( $L_f$ ) assure la dynamique du courant, contrairement, une valeur relativement grande de celle-là empêche les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau [4, 41]. En négligeant, ( $R_f$ ), obtient :

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

Avec :

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

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

Cependant, en considérant la valeur maximale de tension  $v_f = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$  avec la valeur maximale de la tension du réseau, pour des petites variations du courant du filtre, on obtient :

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

Avec :

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

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

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

Pour choisir la valeur de l'inductance, on a :

$V_{dc} = 600V$ ,  $f_{ond} = 1,25 * 10^4 Hz$ ,  $v_{s\ max} = \sqrt{2}.220$  ;

Pour :  $I_{s\ max} = 25A$ ,  $L_{f\ max} = 5,4\ mH$  ;

Pour :  $I_{s\ max} = 50A$ ,  $L_{f\ max} = 2,7\ mH$  ;

Pour :  $I_{s\ max} = 70A$ ,  $L_{f\ max} = 2\ mH$ .



Nous avons choisis la valeur de  $L_f = 3mH$  pour répondre à une variation du courant maximale de la source entre 20 et 100 A

### III.4 Stratégies de l'onduleur

La commande de l'onduleur doit assurer que les courants à la sortie du filtre suivent parfaitement leurs valeurs de références calculées à partir des différentes méthodes d'extraction et de régulation des courants harmoniques et de la tension du condensateur de stockage d'énergie.

#### III.4.1 Commande par hystérésis

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Si le courant généré dépasse la bande l'ordre de commutation change, de manière à garder ce courant à l'intérieur de la bande.

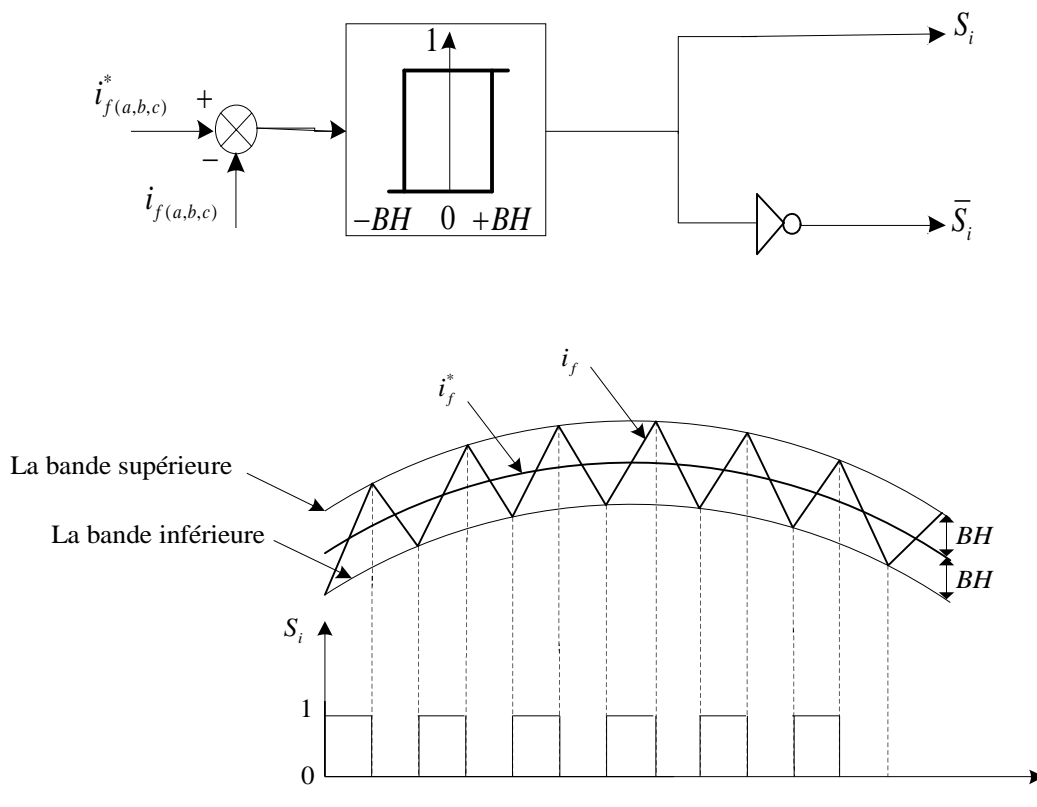


Fig. III.5 principe de la commande par hystérésis

Pour une commande par hystérésis à bande fixe [1, 10, 23], la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de référence. La fréquence dépend de la valeur de l'inductance de découplage et de la chute de tension à ses bornes, et influe sur le comportement

dynamique de filtre. On ne peut pas maîtriser correctement la fréquence de commutation car cette fréquence variable rend le filtre à la sortie difficile.

### III.4.2 Commande par MLI sinusoïdale

La technique de commande par Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur [1].

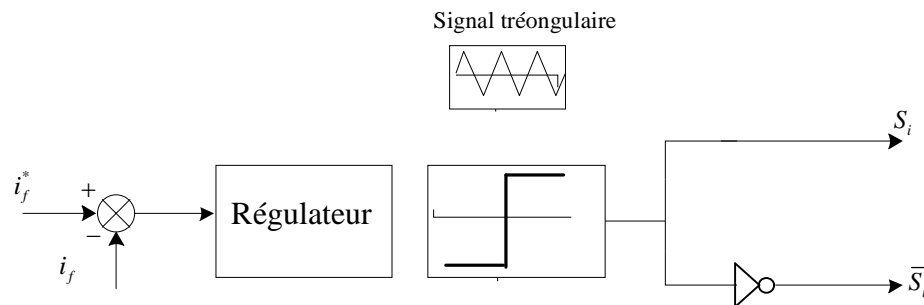


Fig. III. 6 Principe de commande du courant par MLI

Le régulateur détermine la tension de référence à partir de l'écart ( $\Delta_i$ ) entre le courant mesuré ( $I_f$ ) et sa référence ( $I_f^*$ ). Cette tension est ensuite comparée avec un signal porteuse (généralement triangulaire ou en dent de scie) la fréquence fixe celle de commutation [1, 34, 42].

### III.4.3 Commande par MLI vectorielle

La méthode MLI vectorielle augmente la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur est assure un faible taux de distorsion harmonique (*THD*) [43, 44].

#### III.4.3.1 Principe de la commande

Il s'agit d'utiliser les combinaisons des états de commutation pour approximativement générer le vecteur de référence tournant à une vitesse angulaire  $\omega = 2\pi f_s$ . Dans un onduleur à deux niveaux, il y a huit valeurs possibles de tension selon les états des interrupteurs, deux vecteurs nuls et six autres actifs. La table III.2 montre les tensions de sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire en fonction de la tension du condensateur  $V_{dc}$  et des états des interrupteurs  $S_a, S_b, S_c$  de l'onduleur. Et, la figure III.9 illustre ces vecteurs dans le repère stationnaire.

Le vecteur de référence peut être approximativement obtenu par la commutation entre les deux vecteurs actifs adjacents et les vecteurs zéros dans chaque cycle de commutation. Les transitions entre

ces différents vecteurs sont organisés d'une manière qui assure la transition par le changement de l'état d'un seul interrupteur, ce qui minimise la fréquence de commutation.

Tableau III.2 : Tensions à la sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire

| cas | $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | $v_\alpha$                 | $v_\beta$                  |
|-----|-------|-------|-------|----------------------------|----------------------------|
| 0   | 0     | 0     | 0     | 0                          | 0                          |
| 1   | 1     | 0     | 0     | $V_{dc} \cdot \sqrt{2/3}$  | 0                          |
| 2   | 0     | 1     | 0     | $-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$ | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$  |
| 3   | 1     | 1     | 0     | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$  | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$  |
| 4   | 0     | 0     | 1     | $-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$ | $-\frac{1}{\sqrt{2}}$      |
| 5   | 1     | 0     | 1     | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$  | $-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$ |
| 6   | 0     | 1     | 1     | $-V_{dc} \cdot \sqrt{2/3}$ | 0                          |
| 7   | 1     | 1     | 1     | 0                          | 0                          |

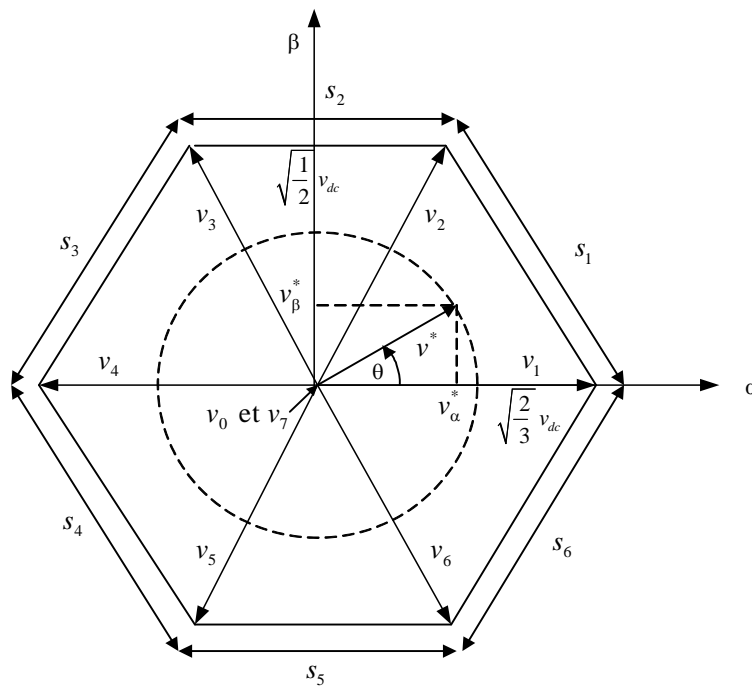


Fig. III.7 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

Une des techniques vectorielle est d'alterner entre les vecteurs nuls dans chaque cycle est d'inverser la séquence après chaque vecteur nul, par exemple, dans le cas où le vecteur de référence est dans le secteur  $S_1$  (figure III.7) on utilise la séquence  $v_0, v_1, v_2$  et  $v_7$  dans la première demi période  $\frac{T_{com}}{2}$ , et la séquence  $v_7, v_2, v_1$  et  $v_0$  dans la deuxième, dans ce cas, les séquences sont symétriques [44]. Pour déterminer la séquence qui correspond au vecteur de référence, il faut déterminer le module de cette

référence et le secteur dans lequel il se trouve. A cet effet, on utilise les équations suivantes pour calculer le module ( $m$ ) et l'angle ( $\gamma$ ) [45] :

$$m = |v^*| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tag{III. 39}$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \tag{III. 40}$$

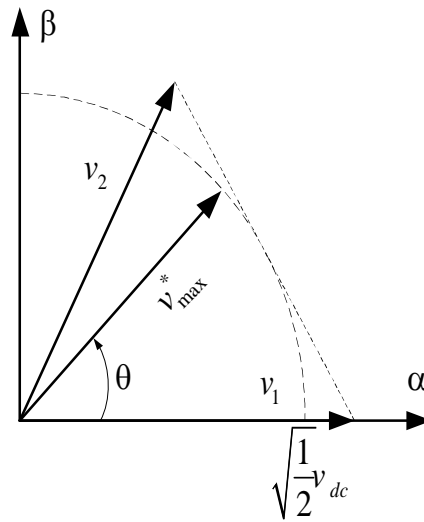


Fig. III.8 Vecteur de référence dans le repère stationnaire

### III.4.3.2 Localisation du vecteur de référence

L'hexagone de commutation est divisé en six (6) secteurs, dont d'eau est formé d'un triangle ayant les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs ( $v_i$  et  $v_{i+1}$ ). Ces secteurs sont déterminés par l'une des méthodes suivantes :

1. À partir des coordonnées  $v_\alpha^*$  et  $v_\beta^*$ , on déduit dans quel secteur ( $s_i$  où  $i = 1, 2 \dots 6$ ) se situe le vecteur  $\vec{v}^*$  en utilisant les équations de ses deux côtés. La figure(III.11) représente l'organigramme illustrant les étapes de cette méthode.

Par exemple, le secteur 1 de la figure(III.11) est placé entre les droites d'équations

$$(v_\beta^* = 0 \text{ et } v_\beta^* = \sqrt{3}v_\alpha^*).$$

2. À partir de la détermination de l'angle  $\theta$  du vecteur  $v^*$  calcule le secteur avec la relation suivante:

$$s = \left(\frac{\theta}{\pi/3}\right) + 1 \tag{III. 41}$$

**Remarque :** si le résultat est fonctionnaire, on garde la partie entière du résultat

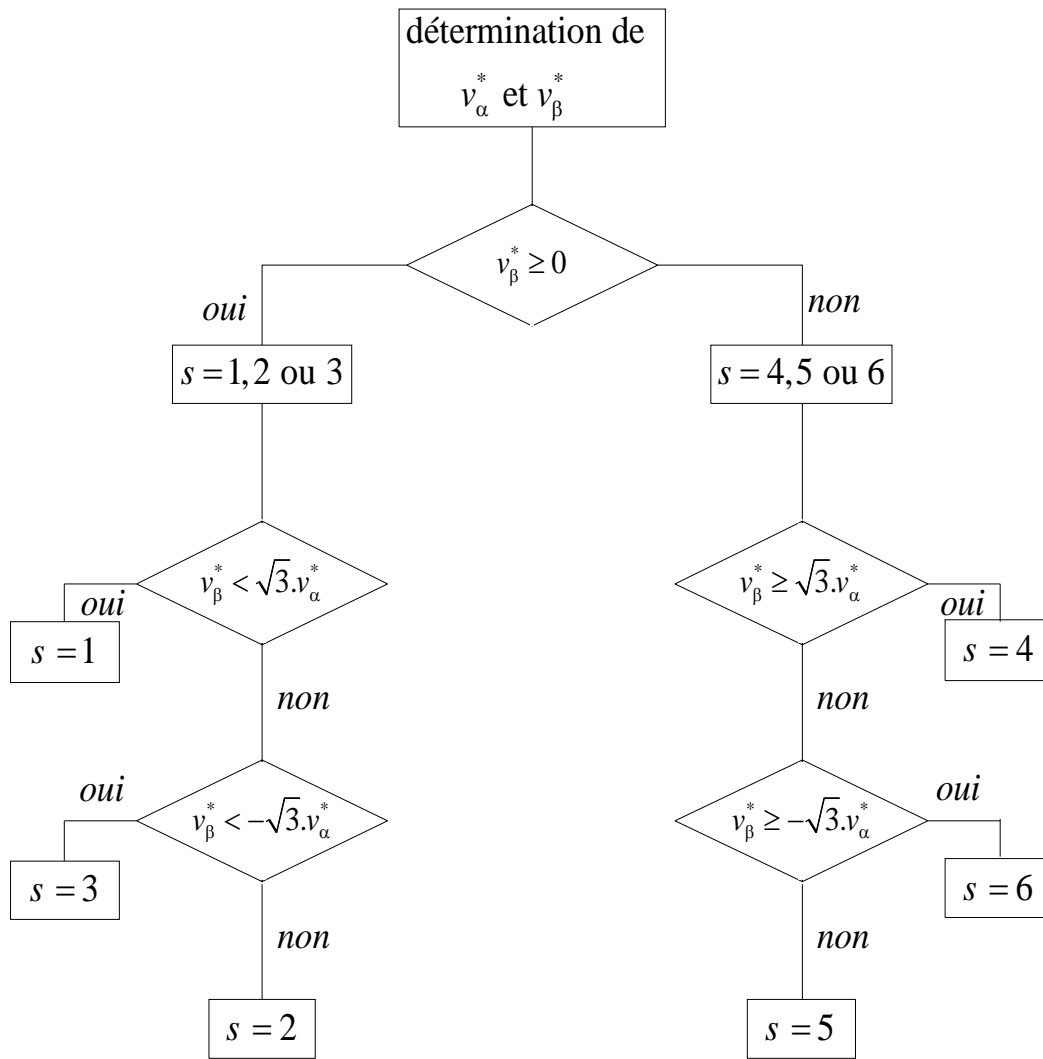


Fig. III.09 Organigramme de calcul du secteur

On peut aussi déduire la position du vecteur tension à partir de la valeur de l'angle  $\theta$  tout en respectant les conditions suivantes :

$$s = \begin{cases} Si & \theta \in [0, \pi/3] \text{ Alors, } s = 1 \\ Si & \theta \in [\pi/3, 2\pi/3] \text{ Alors, } s = 2 \\ Si & \theta \in [2\pi/3, \pi] \text{ Alors, } s = 3 \\ Si & \theta \in [\pi, 4\pi/3] \text{ Alors, } s = 4 \\ Si & \theta \in [4\pi/3, 5\pi/3] \text{ Alors, } s = 5 \\ Si & \theta \in [5\pi/3, 2\pi] \text{ Alors, } s = 6 \end{cases} \quad (III.42)$$

### III.4.3.3 Calcul des temps de commutation

Le vecteur  $\vec{v}^*$ , doit être construit à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls ( $v_0$  ou  $v_7$ ) et des deux vecteurs adjacents  $v_i$  et  $v_{i+1}$  du secteur qui contient le vecteur de référence. Ces vecteurs sont appliqués individuellement durant les durées  $t_0, t_i$  et  $t_{i+1}$  tel que  $\vec{v}^*$  soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant la période de découpage:

$$\vec{v}^* = \vec{v}_i + \vec{v}_{i+1} + \vec{v}_0 \quad (\text{III. 43})$$

Avec:

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v}^* dt \quad (\text{III. 44})$$

La période de découpage ( $T_h$ ) étant très faible, la valeur moyenne de la tension  $\vec{v}^*$  peut être considérée constante, et comme les  $v_i$  et  $v_{i+1}$  sont des vecteurs fixes, on a :

$$\vec{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \quad (\text{III. 45})$$

$$\vec{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \quad (\text{III. 46})$$

Alors, l'équation (III.43) s'écrit :

$$T_h \vec{v}^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \quad (\text{III. 47})$$

En identifiant les parties réelles et imaginaires des deux membres, on obtient

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_{i+1} v_{i+1}^\alpha + t_i v_i^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_{i+1} v_{i+1}^\beta + t_i v_i^\beta \end{cases} \quad (\text{III. 48})$$

$$\begin{cases} t_x = T_h \frac{v_\alpha^* \sqrt{3} + v_\beta^*}{\sqrt{2} v_{dc}} \\ t_y = T_h \frac{v_\alpha^* \sqrt{3} - v_\beta^*}{\sqrt{2} v_{dc}} \\ t_z = T_h \frac{v_\beta^* \sqrt{2}}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{III. 49})$$

Les durées  $t_i$  et  $t_{i+1}$  correspondant à chacun des secteurs sont déterminées selon le tableau III.3

Tableau III.3 : Temps de commutation pour chaque secteur

| Secteur   | 1     | 2      | 3      | 4      | 5      | 6      |
|-----------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $t_i$     | $t_x$ | $t_y$  | $t_z$  | $-t_x$ | $-t_y$ | $-t_z$ |
| $t_{i+1}$ | $t_z$ | $-t_x$ | $-t_y$ | $-t_z$ | $t_x$  | $t_y$  |

Où,  $t_x, t_y$  et  $t_z$  sont des variables déduits selon les relations (III.49) et  $t_0$  et  $t_7$  sont déterminées à l'aide de III.50

$$t_0 = t_7 = \frac{T_h - t_i - t_{i+1}}{2} \tag{III.50}$$

Deux critères [45, 46] doivent être respectés lors de l'application des vecteurs d'état durant une période de découpage à savoir :

- Minimisation des harmoniques, en générant la tension de sortie la plus proche de celle de référence. Ceci en appliquant le vecteur  $v_i$  durant  $t_i$ , le vecteur  $v_{i+1}$  durant  $t_{i+1}$  et un des vecteurs nuls pendant le reste de la période.  $v_0$  aux extrémités et  $v_7$  au centre de la période de découpage [46].
- Minimiser des pertes semi conducteur pour réduire le nombre de commutation de chaque interrupteur. Ceci appliquant le vecteur d'indice impair avant l'application de vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période

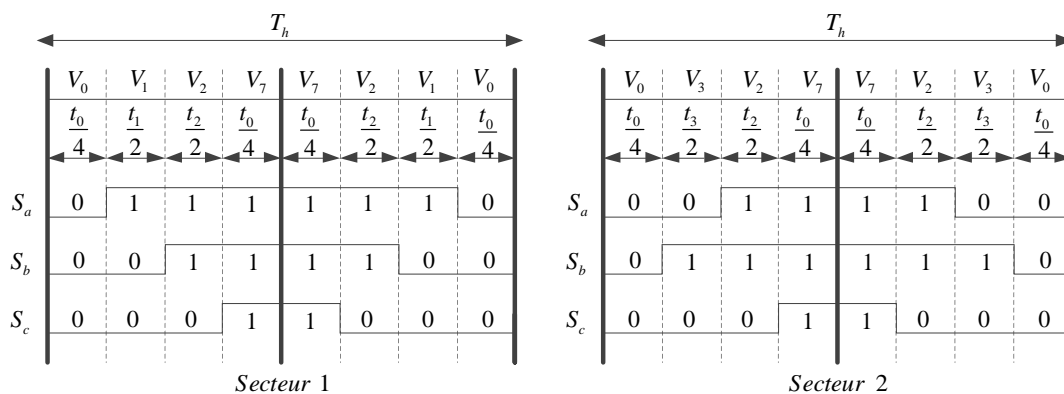


Fig. III.10 Méthode de génération des impulsions par la commande MLI vectorielle

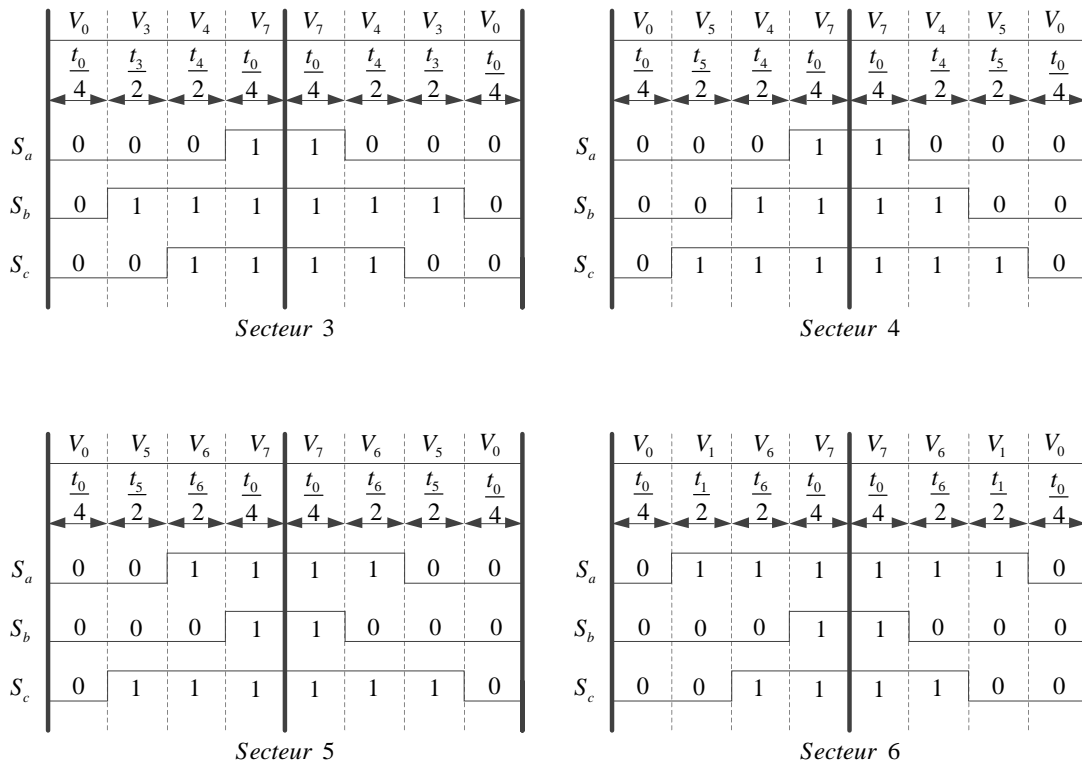


Fig. III.10 (suite) Méthode de génération des impulsions par la commande MLI vectorielle

Ainsi la méthode de la MLI vectorielle se résume par le schéma suivant :

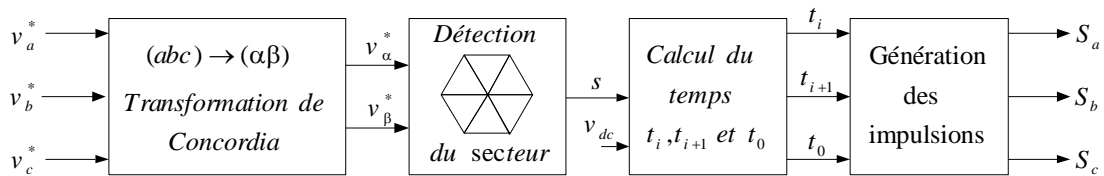


Fig. III.11 Schéma bloc de génération des impulsions pour une MLI vectorielle

Soient,

- A partir des tensions de référence  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  et  $v_c^*$  on déduit les composantes du vecteur référence  $v_\alpha^*$  et  $v_\beta^*$  dans le repère de  $(\alpha, \beta)$ ;
- Déterminé le secteur  $s$  où est situé le vecteur de référence;
- Calcul des temps  $t_i, t_{i+1}$  et  $t_0$  durant lesquels les vecteurs  $v_i, v_{i+1}$  et  $v_0$  doivent être appliqués respectivement ;
- Génération des impulsions de commandent des interrupteurs.



### III.5 Commande du filtre actif parallèle

Il existe principalement deux stratégies de commande pour compenser les courants harmoniques du réseau [33]:

- **Méthode directe**

La méthode directe appelée aussi méthode à boucle ouverte est basée sur la mesure du courant de la charge polluante et de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant. Le FAP injecte les courants de compensation sans la nécessité d'une connaissance préalable de courants du réseau. La figure III.12 représente le schéma de la stratégie de commande directe [34].

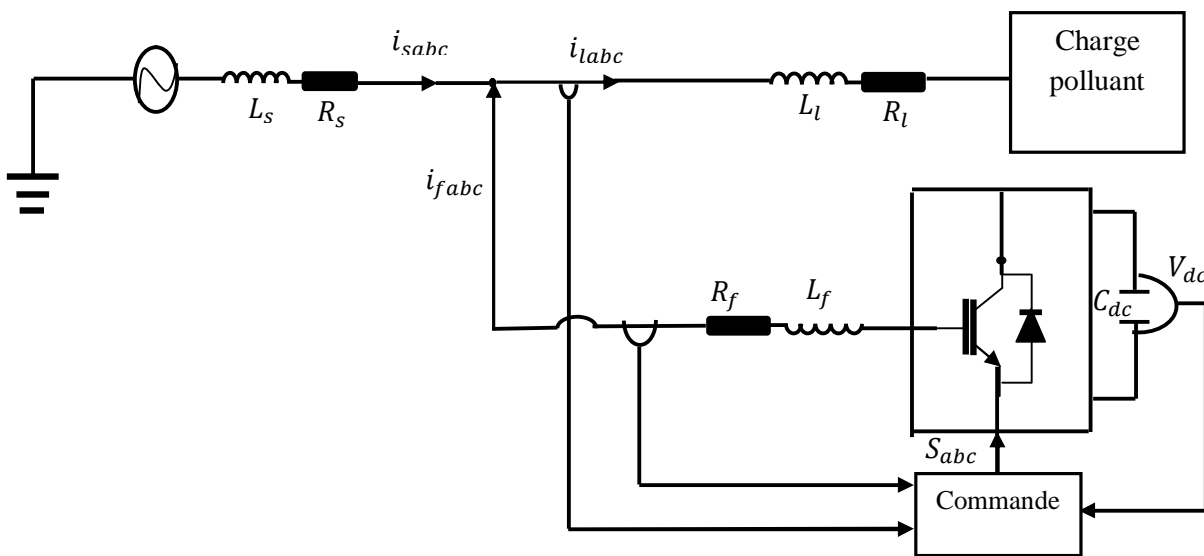


Fig. III.12 Schéma de principe la commande directe

#### Aventage :

- la stabilité du système.

#### Inconvénient :

- L'incertitude des paramètres, les erreurs de mesure ou de commande apparaîtront dans le réseau sous formes des harmoniques non-filtrés ;
- Nécessite un grand nombre des capteurs.
- **Méthode indirecte** La méthode indirecte appelée aussi méthode en boucle fermée consiste à mesurer les courants du côté source et de leurs imposer une forme sinusoïdale. La figure III.13 représente le schéma de la commande indirecte de FAP.

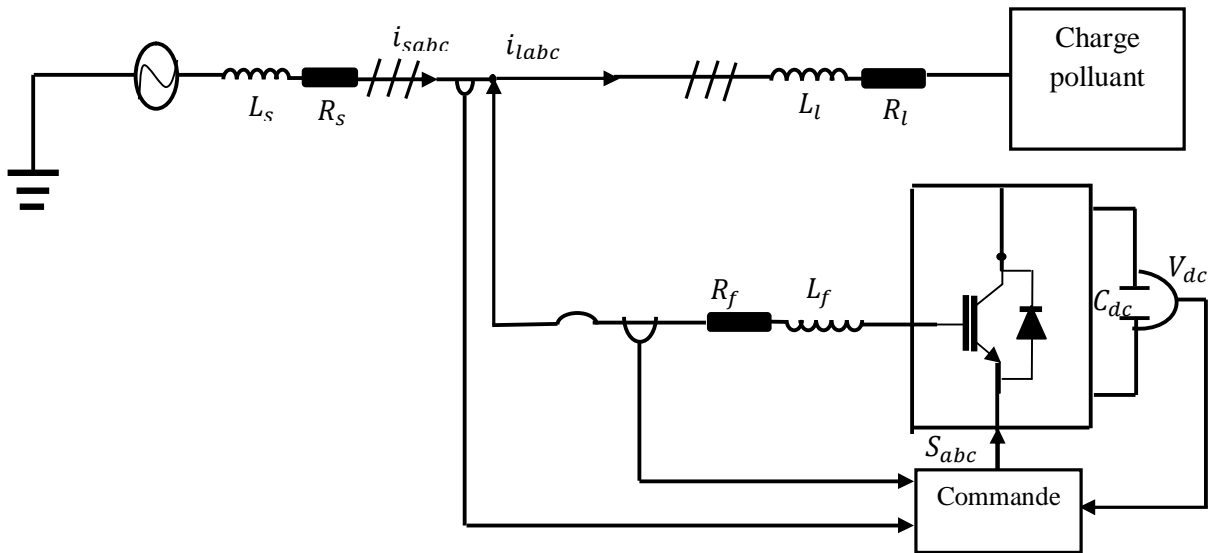


Fig. III.13 Schéma de principe la commande indirecte

**Avantage :**

- Algorithme de commande moins compliqué
- Nombre réduit de capteurs

**III.5.1 Méthode de commande directe**

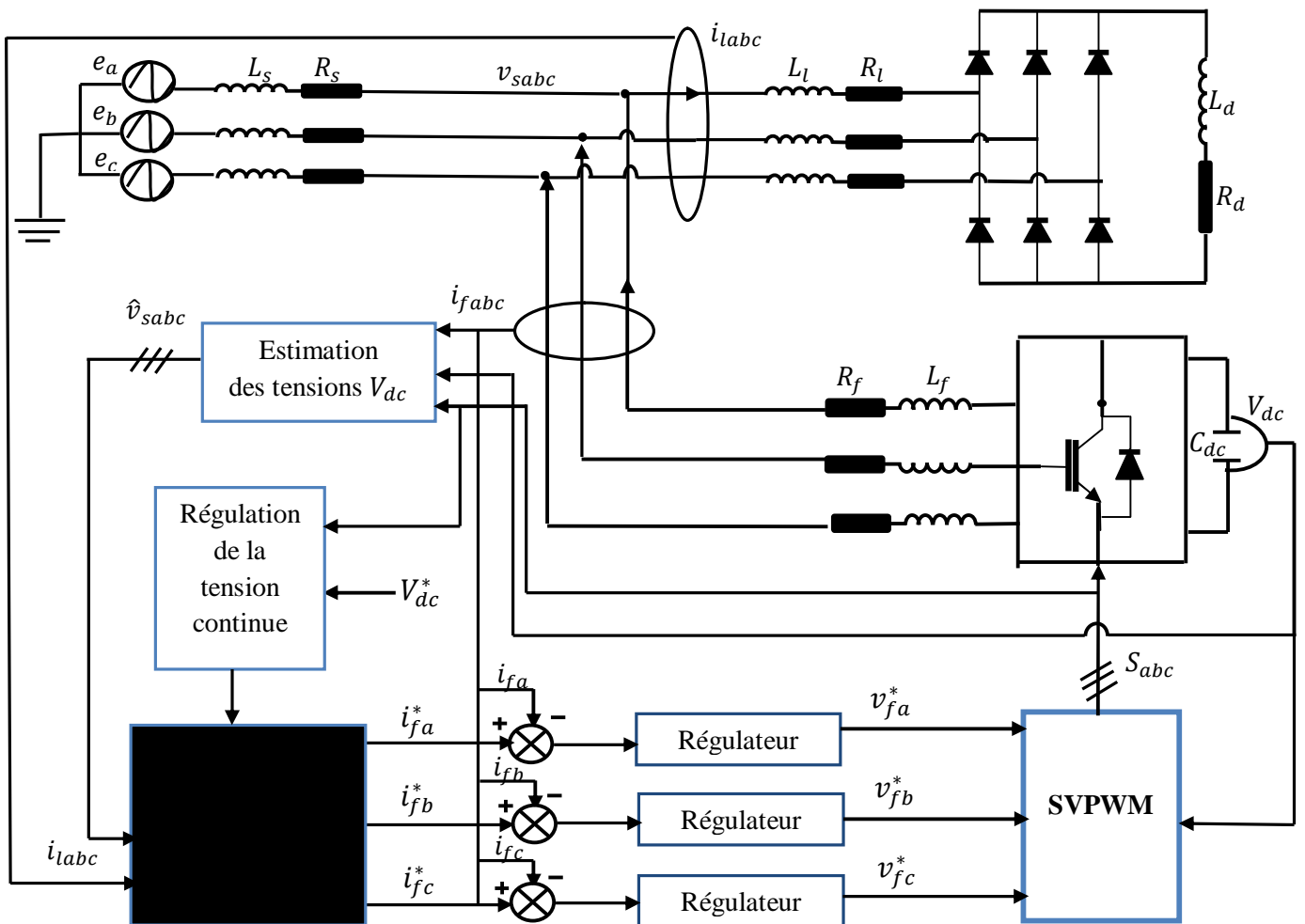


Fig. III.14 Commande linéaire directe du filtre actif parallèle

La figure III.14 montre le schéma de principe de la commande directe du FAP. Sous forme de Laplace, l'équation de la tension s'écrit :

$$V_f(S) = V_s(S) + SL_f I_f(S) + R_f I_f(S) \tag{III.51}$$

D'où on peut écrire :

$$I_f(S) = \frac{V_f(S) - V_s(S)}{L_f S + R_f} \tag{III.52}$$

La tension aux bornes de l'inductance  $L_f$  quand elle est parcourue un courant égal à celui de la référence [34], est élaboré par le régulateur de courant, comme le montre le schéma ( Figure II.15) de la boucle de régulation du courant [23].

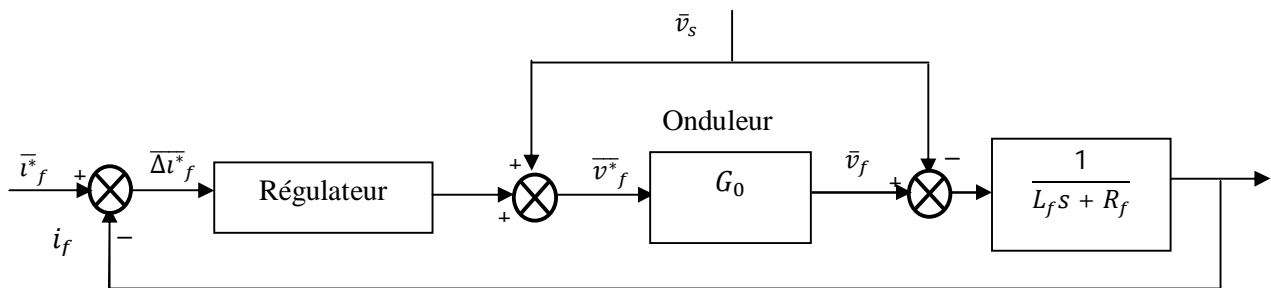


Fig. III.15 Structure de la boucle de régulation du courant

On remarque que, la tension de sortie de l'onduleur est égale à sa référence, que si on choisit la fonction de transfert de l'onduleur de tension ( $G_0(S)$ ) égale à 1 [1, 34].

### III.5.1.1 Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI

### III.5.1.2 Commande directe dans le repère triphasé

Le schéma simplifié de la boucle fermée de la régulation du courant par un régulateur proportionnel-intégral est montré par la figure III.16.

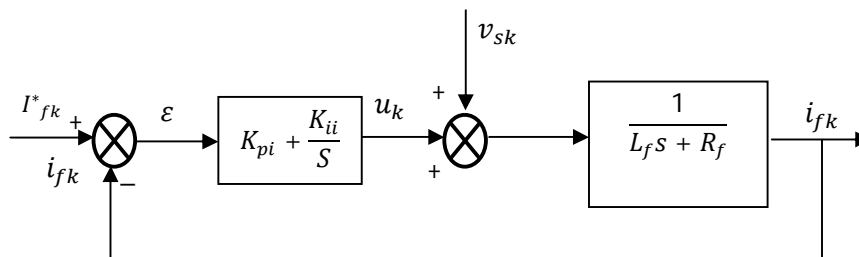


Fig. III.16 Bloc de régulation du courant par un régulateur PI

Alors la fonction de transfert en boucle fermée correspondante est :

$$FT_{BF} = \frac{K_{pi}S + K_{ii}}{L_f S^2 + (R_f + K_{pi})S + K_{ii}} \quad (III. 53)$$

D'où, sous la forme standard s'écrit :

$$FT_{BF} = \frac{\left(2\xi\omega_{sp} - \frac{R_f}{L_f}\right)S + \omega_{sp}^2}{S^2 + 2\xi\omega_{sp}S + \omega_{sp}^2} \quad (III. 54)$$

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de  $\xi = 0.707$  Pour un rejet maximal d'harmoniques dus à la commutation, il faut que la pulsation de coupure soit éloignée de la pulsation de commutation du la MLI [III.5, III,8]. Les valeurs des constantes du régulateur sont données par :

$$\begin{aligned} K_{pi} &= 2\xi\omega_{sp}L_f - R_f \\ K_{ii} &= L_f\omega_{sp}^2 \quad \omega_{sp} = 2\pi f_{cp} \end{aligned} \quad (III. 55)$$

Le signal de sortie du régulateur est sommé à une image de la tension du réseau de façon à compenser totalement l'effet de cette tension sur le comportement statique de la boucle de courant [1, 34], les tensions de référence du filtre sont données par :

$$v_{fk} = u_k + v_{sk} \quad k = a, b, c \quad (III. 56)$$

### III.5.1.2.1 Régulation de la tension continue

La tension continue ( $V_{dc}$ ) doit être régulée pour qu'elle soit maintenue constante [1, 34, 44, 46]. Sachant que le changement de cette tension est cause, principalement, lors l'échange de puissance active avec le réseau [34]. En supposons que les pertes au niveau de l'onduleur et du le filtre de sortie soient négligeable. La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes est :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (III. 57)$$

D'où sous la forme de *Laplace*, on a :

$$P_{dc}(S) = \frac{1}{2} S C_{dc} V_{dc}^2(S) \quad (III. 58)$$

Alors, on déduit la tension aux bornes du condensateur:

$$V_{dc}^2 = \frac{2P_{dc}}{C_{dc}S} \quad (III. 59)$$

A partir de cette dernière relation(III.59), la boucle fermée de réglage de ( $V_{dc}$ ) est montrée par la figure suivante :

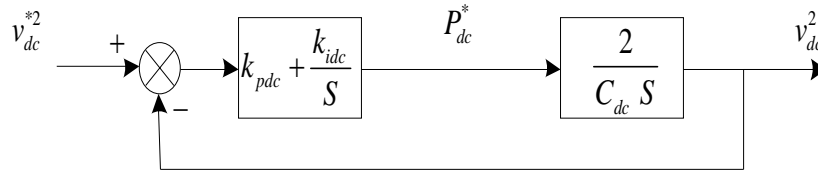


Fig. III.17 Boucle fermée de réglage de la tension continue

On déduit :

$$\frac{(1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}} S)}{S^2 + 2 \frac{K_{pdc}}{C_{dc}} S + 2 \frac{K_{idc}}{C_{dc}}}$$
(III.60)

Donc, par identification avec la forme standard de la fonction de transfert de deuxième ordre, on déterminée les expressions des coefficients du régulateurs PI soient :

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

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

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

On choisit, alors  $\xi = 0.707$  est  $f_c = 20\text{Hz}$  pour assure un amortissement optimum et un bon filtrage.

### III.5.2 Principe d'une boucle à verrouillage de phase

Le schéma des boucle à verrouillage de phase en anglais Phase Locked Loop (PLL) est illustrée par la figure III.18. Elle permet de déterminer la phase et la fréquence du réseau.

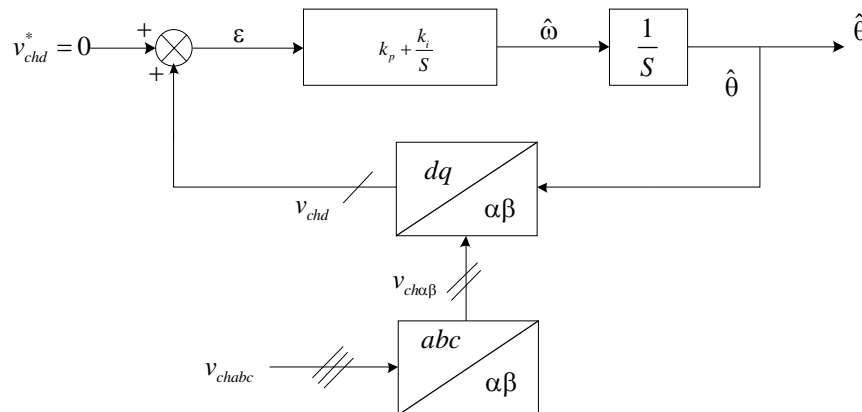


Fig. III.18 Schéma de principe d'une P.L.L classique

Soient, les trois tensions du réseau parfaitement sinusoïdales au point de raccordement :

$$\begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} = v_{chmax} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin (\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (III.61)$$

En appliquant la transformation de Concordia on obtient après simplification et amaugement, d'abord les relations(III.62) qui après rotation, on aura (III.63) :

$$\begin{bmatrix} v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} v_{chmax} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} = \sqrt{3} v_{cheff} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (III.62)$$

$$\begin{bmatrix} v_{chd} \\ v_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (III.63)$$

Où ,

$$v_{chd} = \sqrt{3} v_{cheff} \sin(\omega t - \hat{\theta}) \quad (III.64)$$

Avec  $v_{chd}$  et  $\hat{\theta}$ , respectivement la composante directe et la position angulaire estimée du vecteur tension

En supposant que l'angle de phase  $(\omega t - \hat{\theta})$  est très petit, on peut écrire  $\sin(\omega t - \hat{\theta}) = (\omega t - \hat{\theta})$  et alors on peut écrire (III.64) sous la forme suivante :

$$v_{chd} = \sqrt{3} v_{cheff} (\omega t - \hat{\theta}) \quad (III.65)$$

Cependant, la régulation de la pulsation est réalise grâce à la boucle suivante :

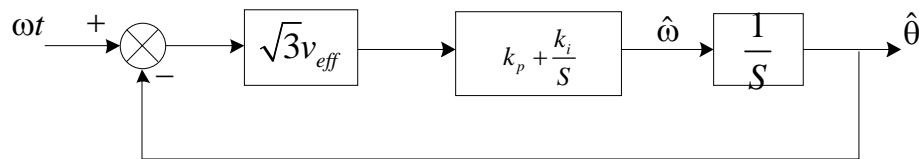


Fig. III.19 Boucle de régulation de la pulsation angulaire

D'où,

$$\hat{\omega} = K_p + \frac{K_i}{s} \cdot \sqrt{3} v_{eff} (\omega t - \hat{\theta}) \quad (III.66)$$

Et, donc la position angulaire est donnée par :

$$\hat{\theta} = \hat{\omega} \frac{1}{s} \quad (III.67)$$

Finalement la fonction de transfert de la boucle fermée ( $FT_{BF}$ ) du système est :

$$FT_{BF} = \frac{(K_p S + K_i) \sqrt{3} v_{eff}}{S^2 + K_p S \sqrt{3} v_{eff} + K_i \sqrt{3} v_{eff}} \quad (III. 68)$$

Et, par identification avec la forme standard de la fonction de 2<sup>ème</sup> ordre on écrit :

$$K_p = \frac{2\xi\omega_c}{\sqrt{3}v_{eff}}, K_i = \frac{\omega_c^2}{\sqrt{3}v_{eff}} \quad (III. 69)$$

Qu'on calcule en choisissant  $\xi = 0.707$ ,  $f_c = 1500\text{Hz}$

### III.5.3 Résultats de simulation

Les paramètres du système sont donnés par le tableau (III.4) :

Tableau (III.4) : Paramètres du système

|           |             |          |              |
|-----------|-------------|----------|--------------|
| $e_{eff}$ | 220V        | $f_s$    | 50Hz         |
| $L_s$     | 2,6 $\mu$ H | $R_s$    | 3m $\Omega$  |
| $L_l$     | 0,3mH       | $R_l$    | 10m $\Omega$ |
| $L_f$     | 3mH         | $R_f$    | 20m $\Omega$ |
| $L_d$     | 2mH         | $R_d$    | 15 $\Omega$  |
| $V_{dc}$  | 900V        | $C_{dc}$ | 5mF          |

Les données de simulation sont les suivantes :

- L'identification des courants de référence du filtre est basée sur la méthode du repère synchrone.
- La bande d'hystérésis est 1A.
- La fréquence de commutation dans la commande par  $MLI = 5000\text{Hz}$  et par  $MLI$  vectorielle est fixée à 10 kHz.
- La fréquence de coupure des régulateurs de courant est  $f_{cp} = 5000\text{Hz}$
- Une variation de la résistance de la charge coté continue est appliquée à  $t = 0.3$  s pour montrer l'effet de perturbation sur le fonctionnement du filtre actif.
- La référence de la tension continue :  $v_{dc} = 900$  V
- Régulateur de la tension continue :  $f_{dc} = 20\text{Hz}$  et  $\xi = 0.707$

Les résultats de simulations obtenus dans ces conditions sont représentés par les figures (III.20-III.27).

La figure III.21 représente le courant filtré de la source et son spectre harmonique. Elle représente les

résultats de la commandé par hystérésis à bande fixe. Ces résultats montrent que la commande par hystérésis donne de bons résultats en termes de THD. La figure III.22 représente l'effet de la bande d'hystérésis sur la valeur du THD du courant de la source. On remarque que la diminution de la bande d'hystérésis améliore la valeur du THD. Au-delà d'une certaine valeur de cette bande d'hystérésis, la valeur du THD reste presque constante. La figure III.23 représente la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge. On remarque à partir de la figure III.24, représentant les résultats obtenus par la commande MLI sinusoïdale, que cette méthode peut offrir de bons résultats du THD avec l'avantage d'une fréquence de commutation constante ce qui rend cette méthode plus convenable pour la commande des filtres actifs. La commande par MLI vectorielle dont les résultats sont présentés par la figure III.25 améliore la commande de l'onduleur. En effet, la valeur du THD est remarquablement inférieure à celui obtenue par la commande à MLI sinusoïdale avec une fréquence de commutation constante. Cette méthode représente un bon choix pour la commande de l'onduleur. Elle sera adoptée dans la suite de ce mémoire pour la commande du filtre actif parallèle.

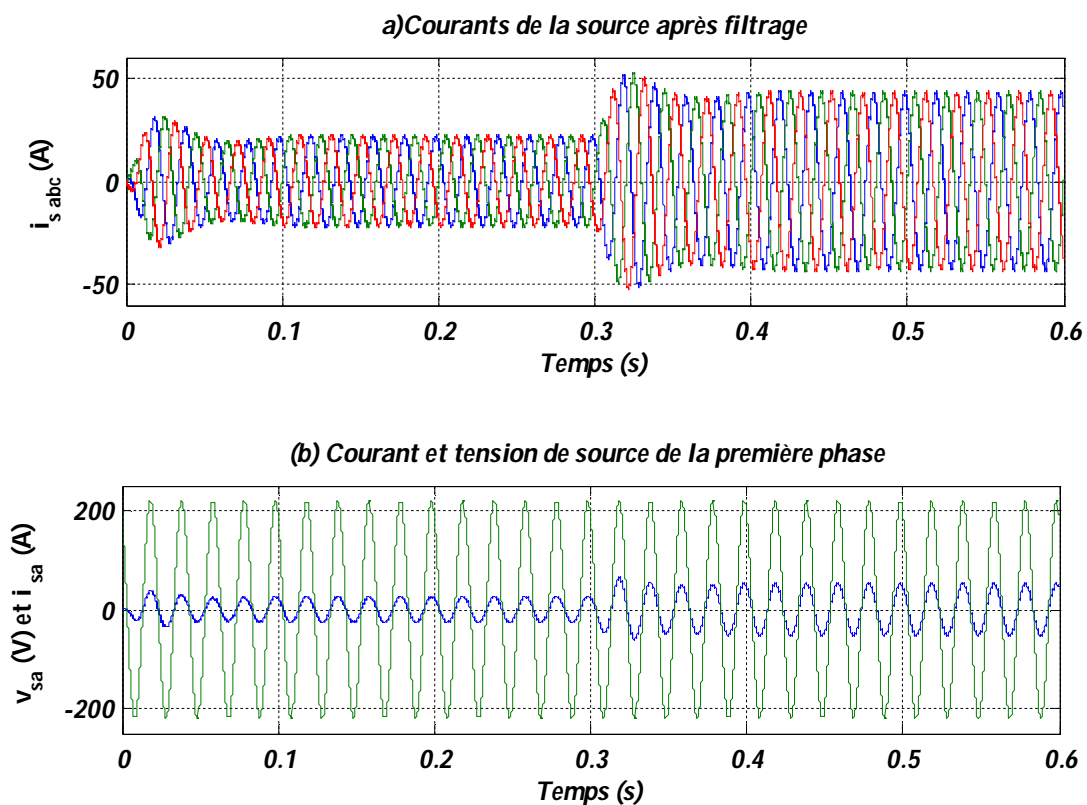


Fig.III.20 Performances du filtre actif (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courant et tension de source de la première phase après filtrage



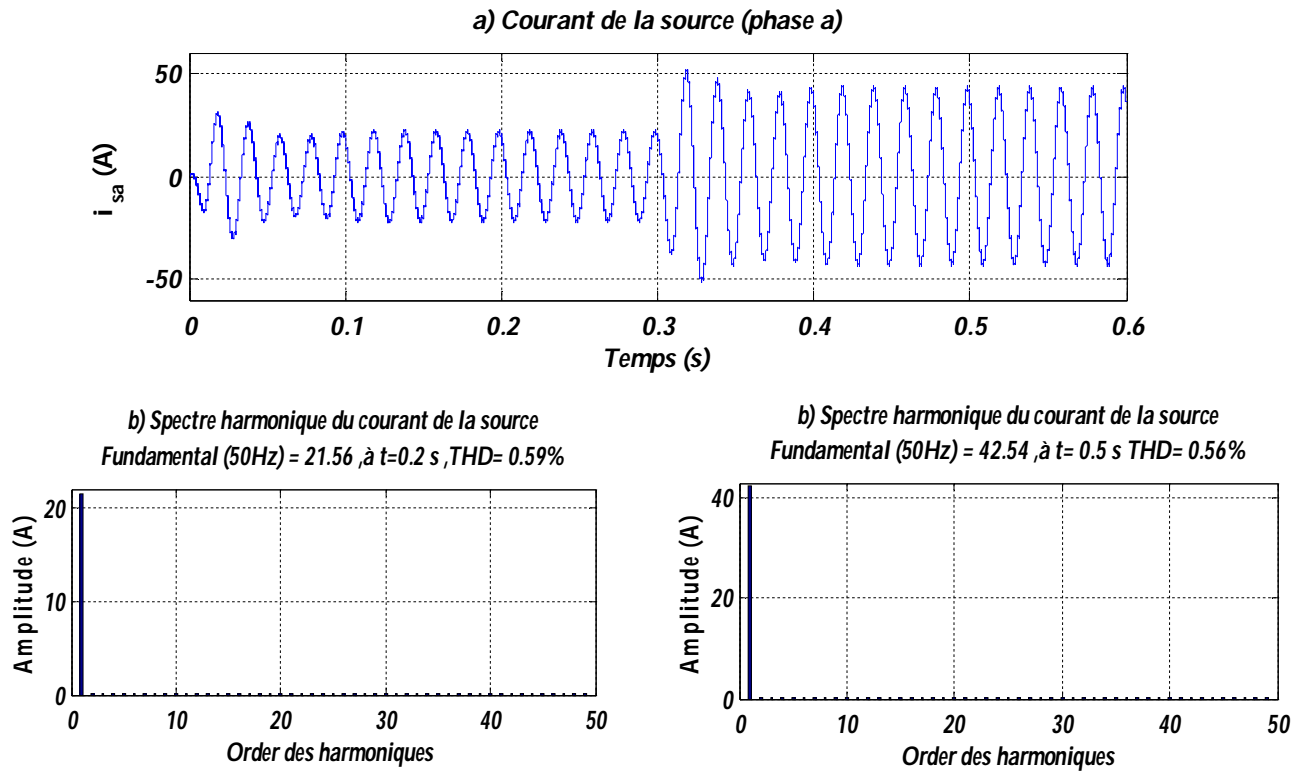


Fig. III.21 Commande de l'onduleur par hystérésis (bande d'hystérésis=1A)

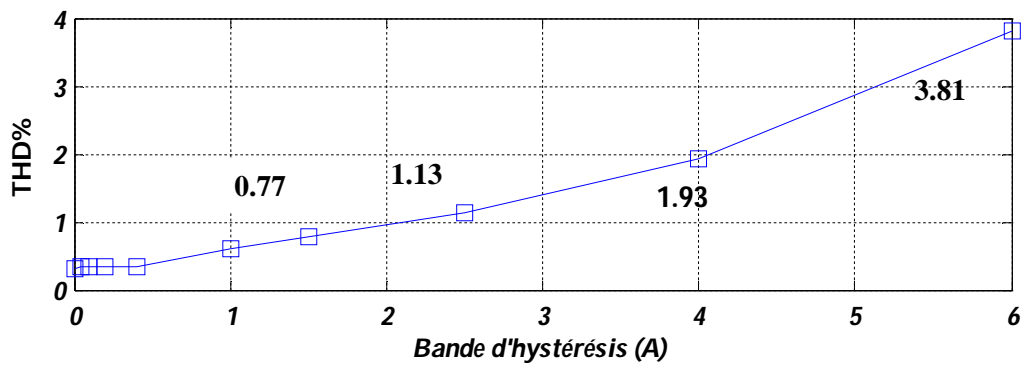


Fig. III.22 Valeurs du THD en fonction de la bande d'hystérésis

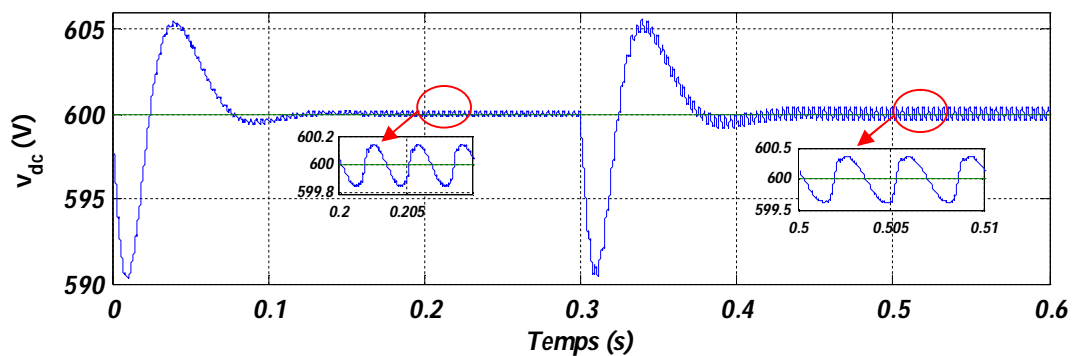


Fig. III.23 Tension aux bornes du condensateur

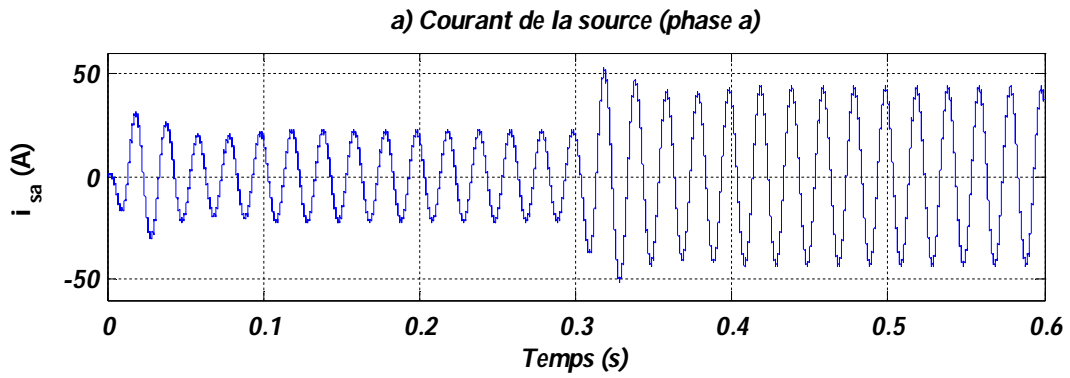


Fig. III.24 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5\text{KHz}$ )

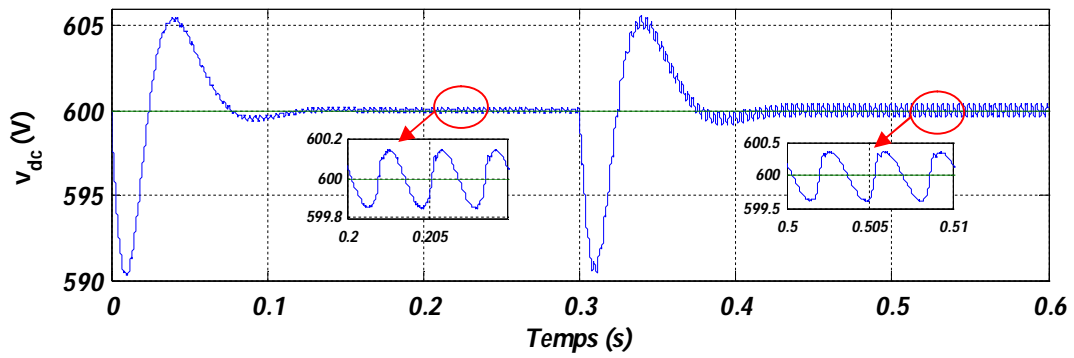
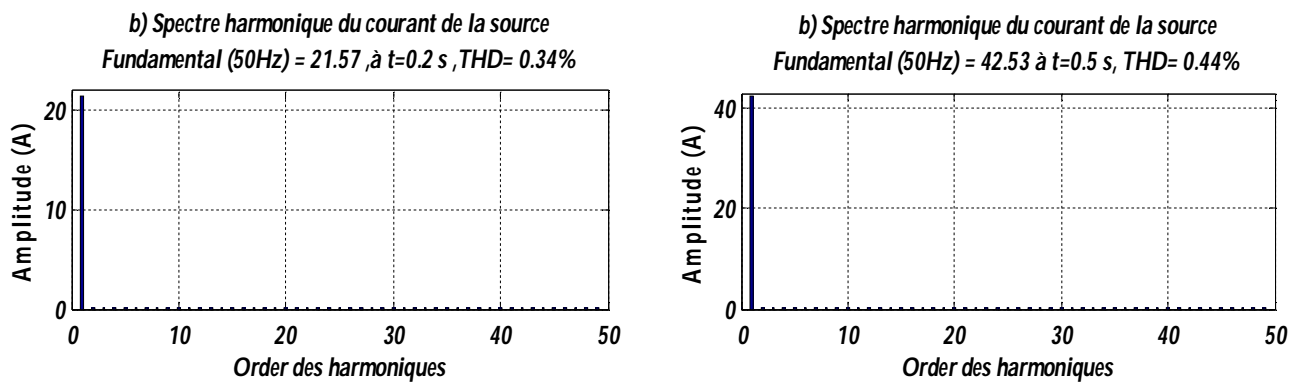


Fig. III.25 Tension aux bornes du condensateur

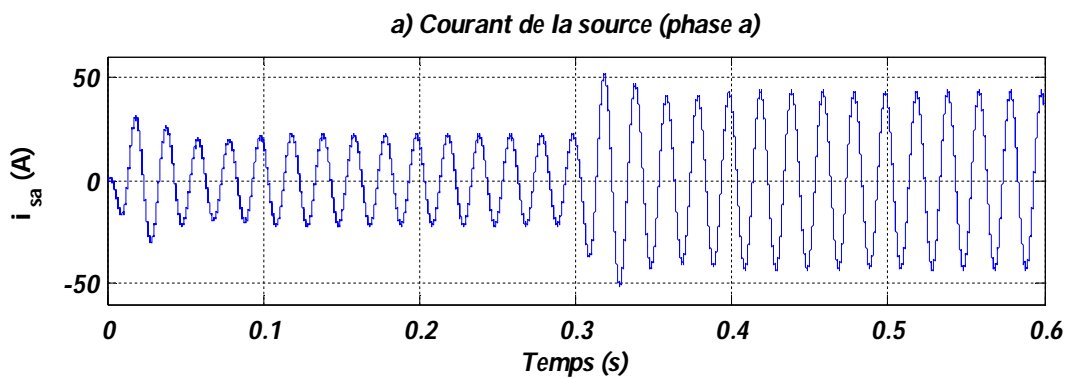


Fig. III.26 Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10\text{KHz}$ )

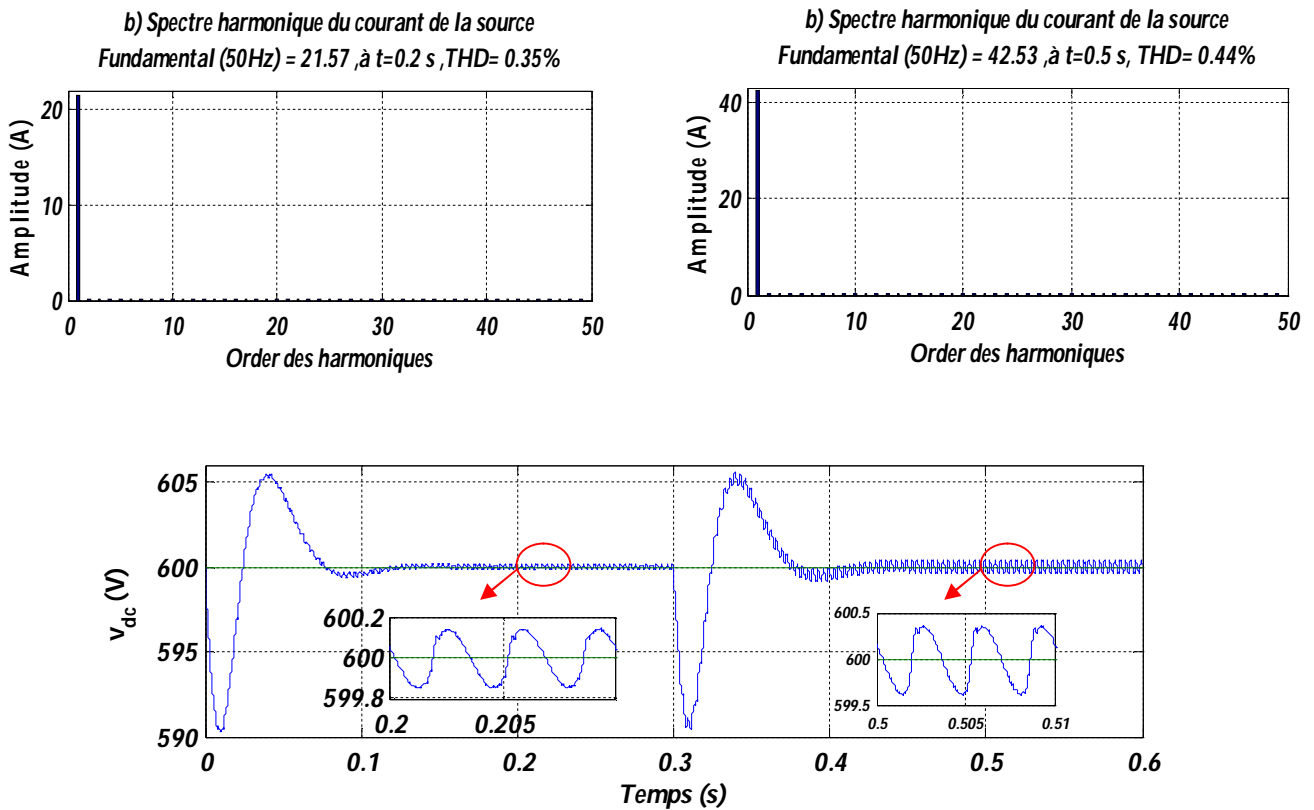


Fig. III.27 Tension aux bornes du condensateur

### III.5.4 Commande directe basée sur la théorie des puissances instantanées

Le schéma de cette commande est représenté par la figure (III.28).

La simulation avec la commande directe à base de régulateur Proportionnel Intégral (PI) dans le repère triphasé basée sur la méthode des puissances instantanées est réalisée avec les données suivantes :

- fréquence de coupure des trois régulateurs de courant :  $f_{ci} = 5000\text{Hz}$
- fréquence de commutation dans la commande par  $MLI = 5000\text{Hz}$  et par  $MLI$  vectorielle est fixée à 10 kHz.
- valeur de référence de la tension continue est égale à 600V ;
- Une variation de la résistance de la charge coté continue est appliquée à  $t = 0.3$  s pour montrer l'effet de perturbation sur le fonctionnement du filtre actif.

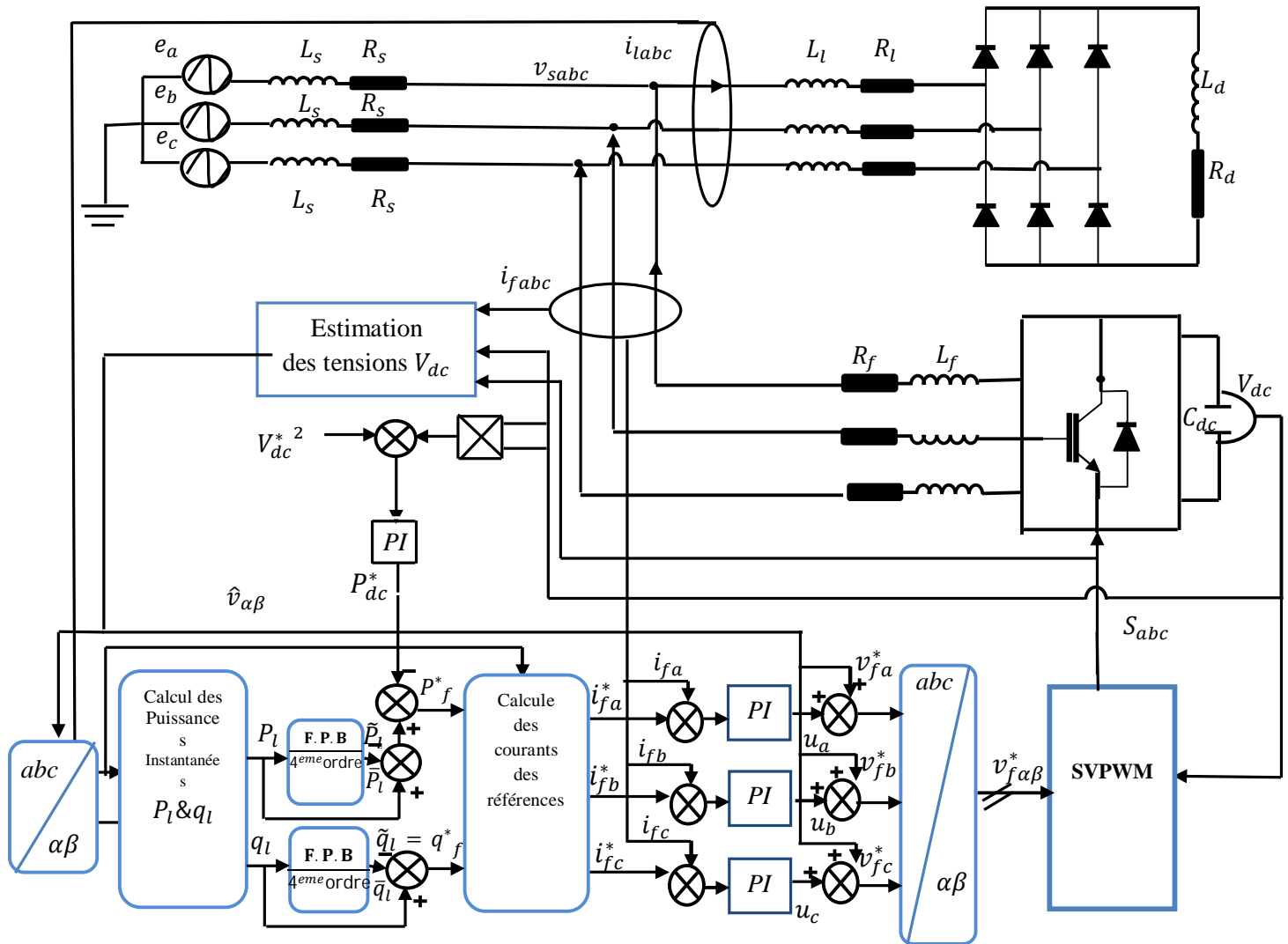


Fig. III.28 Commande directe par des régulateurs PI dans le repère triphasé

La figure (III.30) représente les résultats obtenus en utilisant l'extraction des courants harmoniques basée sur la méthode des puissances instantanées. Les figures (III.30,32,34) montrent le courant de la source après le filtrage et son spectre harmonique. On remarque que la forme de ce courant est sinusoïdale avec un THD varie entre 1.49% avant la variation de la charge et 1.90% après sa variation. Cette variation du THD dépend du choix de l'inductance de couplage du filtre avec le réseau. Le régulateur PI assure une bonne régulation du courant du filtre actif. On remarque aussi à partir de la figure (III.30,32,34) un retard de 0.08s après la variation de la charge avant que le courant reprenne de nouveau sa forme en régime permanent. Ce retard est expliqué par l'interaction entre la boucle de régulation de la tension continue et celle de la régulation du courant du filtre actif. Une dynamique rapide de la première boucle peut diminuer le temps de réponse mais aussi dégrader la qualité du filtrage.

Les figures III.31, III.33, III.35 montrent la tension aux bornes du condensateur de stockage lors du changement de la charge polluante. On remarque que le régulateur PI régule parfaitement cette tension et assure une erreur statique nulle dans le régime permanent. La tension passe par un transitoire inférieur à 0.15s lors de la variation de la charge avant qu'il revienne à sa référence.

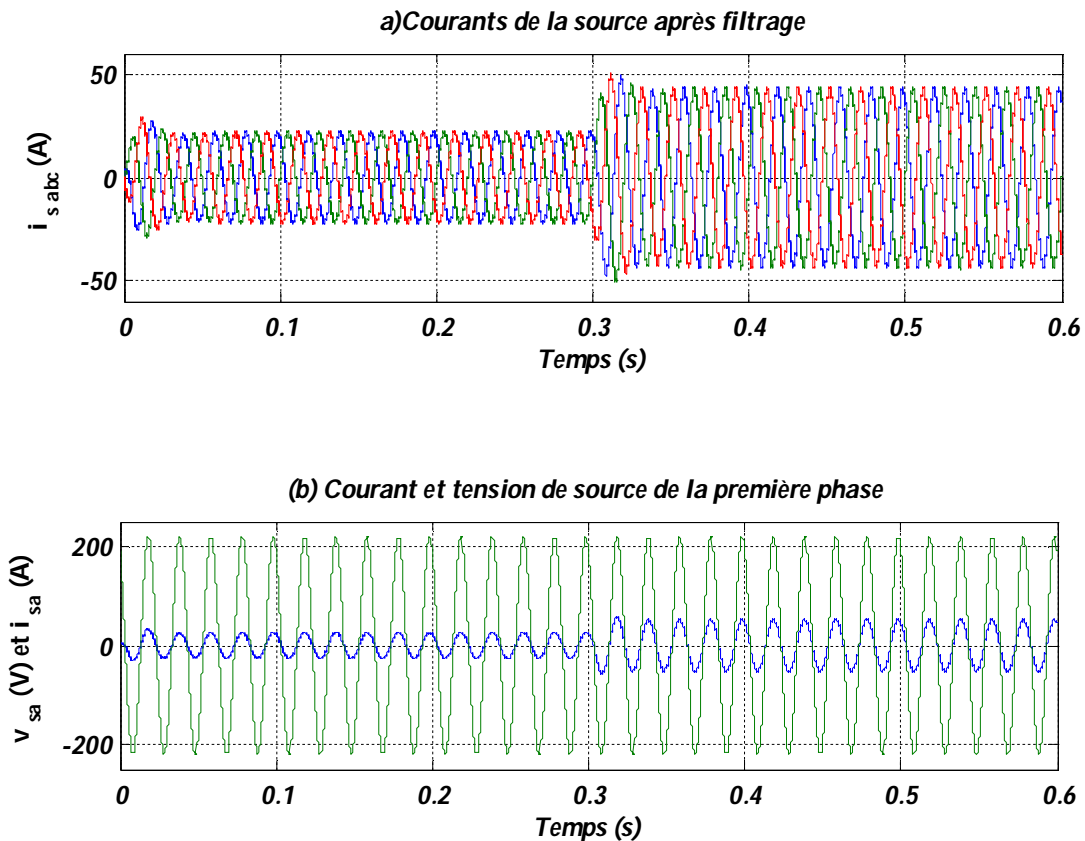
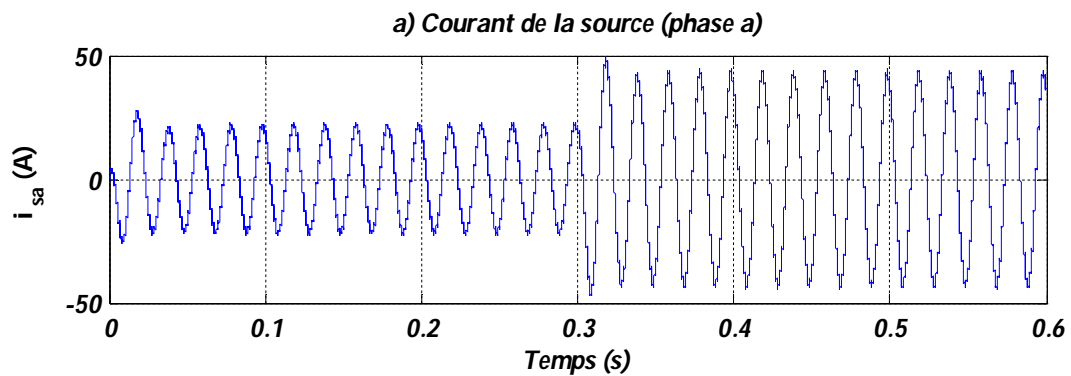


Fig. III.29 Performances du filtre actif (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courant et tension de source de la première phase après filtrage



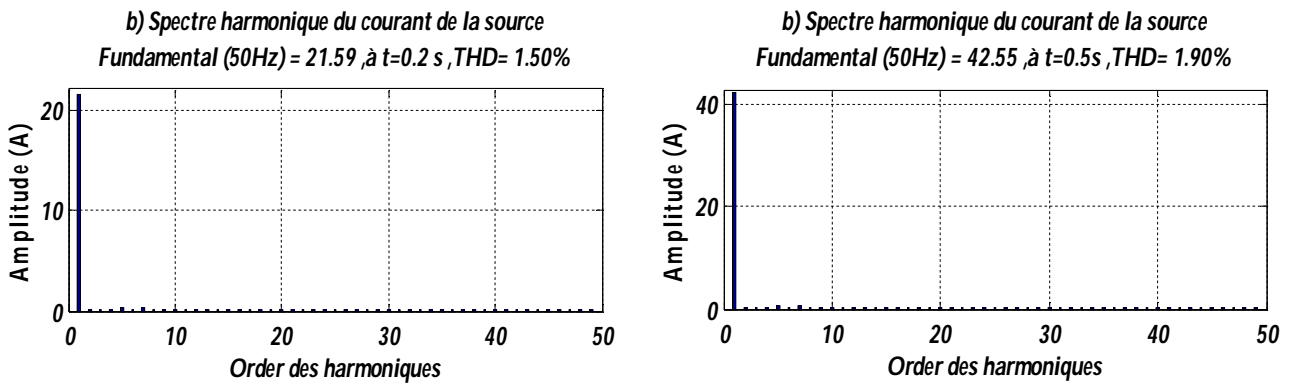


Fig. III.30 Commande de l'onduleur par hystérésis ( bande d'hystérésis=1A)

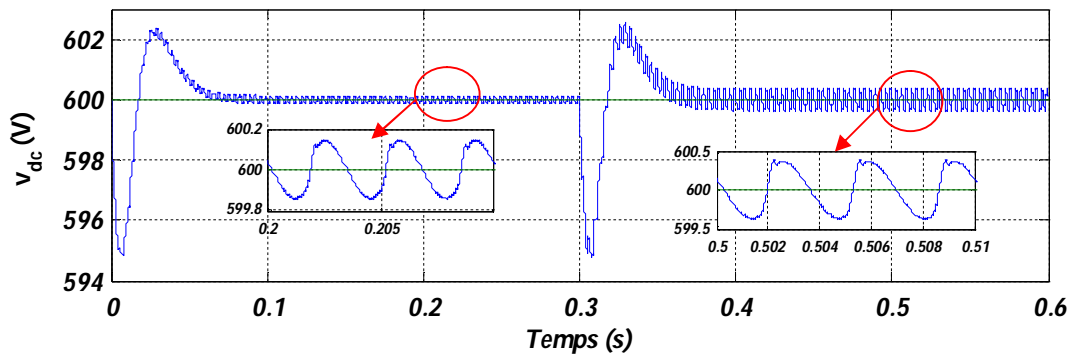


Fig. III.31 Tension aux bornes du condensateur

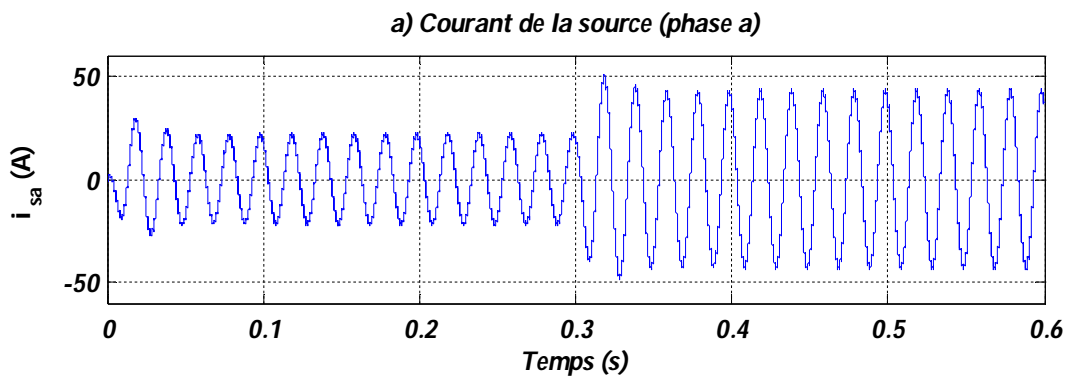
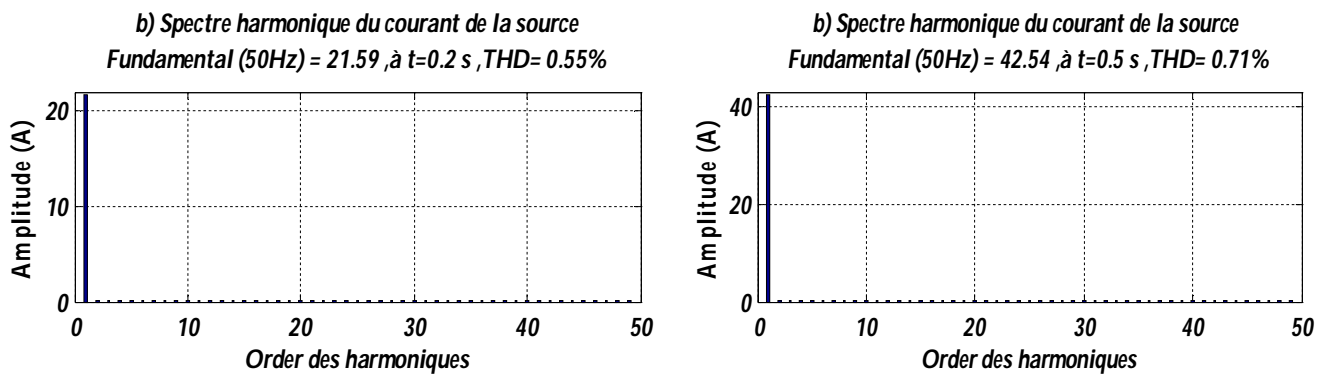


Fig. III.32 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5\text{KHz}$ )



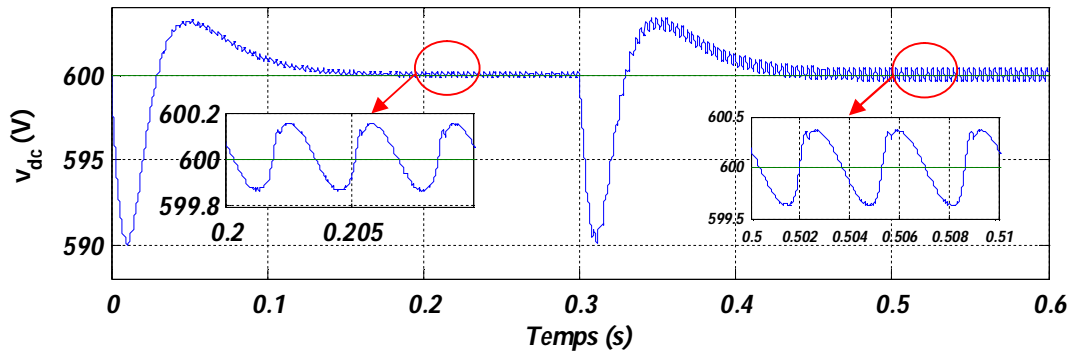


Fig. III.33 Tension aux bornes du condensateur

a) Courant de la source (phase a)

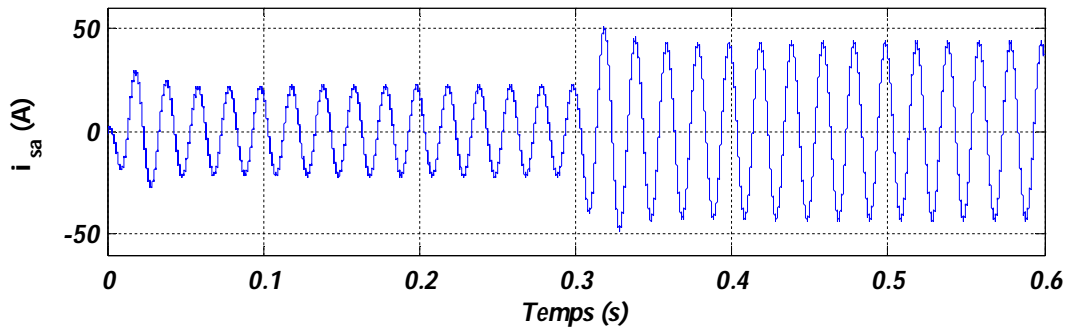
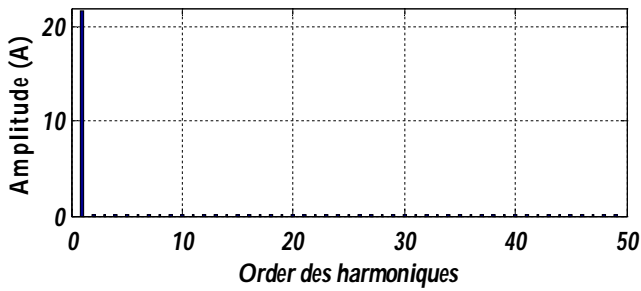


Fig. III.34 Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10\text{KHz}$ )

b) Spectre harmonique du courant de la source  
 Fundamental (50Hz) = 21.59, à  $t=0.2\text{ s}$ , THD= 0.56%



b) Spectre harmonique du courant de la source  
 Fundamental (50Hz) = 42.55, à  $t=0.5\text{ s}$ , THD= 0.72%

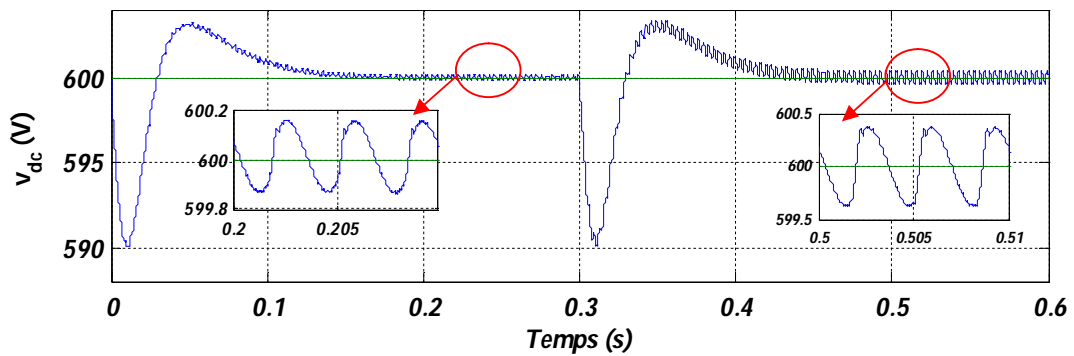
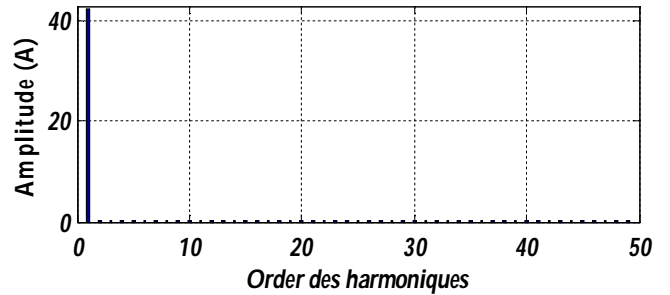


Fig. III.35 Tension aux bornes du condensateur

III.5.5 Commande directe dans le repère synchrone

La structure de la commande directe du filtre actif parallèle dans le repère synchrone est donnée par la figure (III.36).

A partir du modèle de l'onduleur donné par l'équation(III. 12), on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{fd} - R_f i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} - L_f \omega i_{fq} \\ v_{sq} = v_{fq} - R_f i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} + L_f \omega i_{fd} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (III. 70)$$

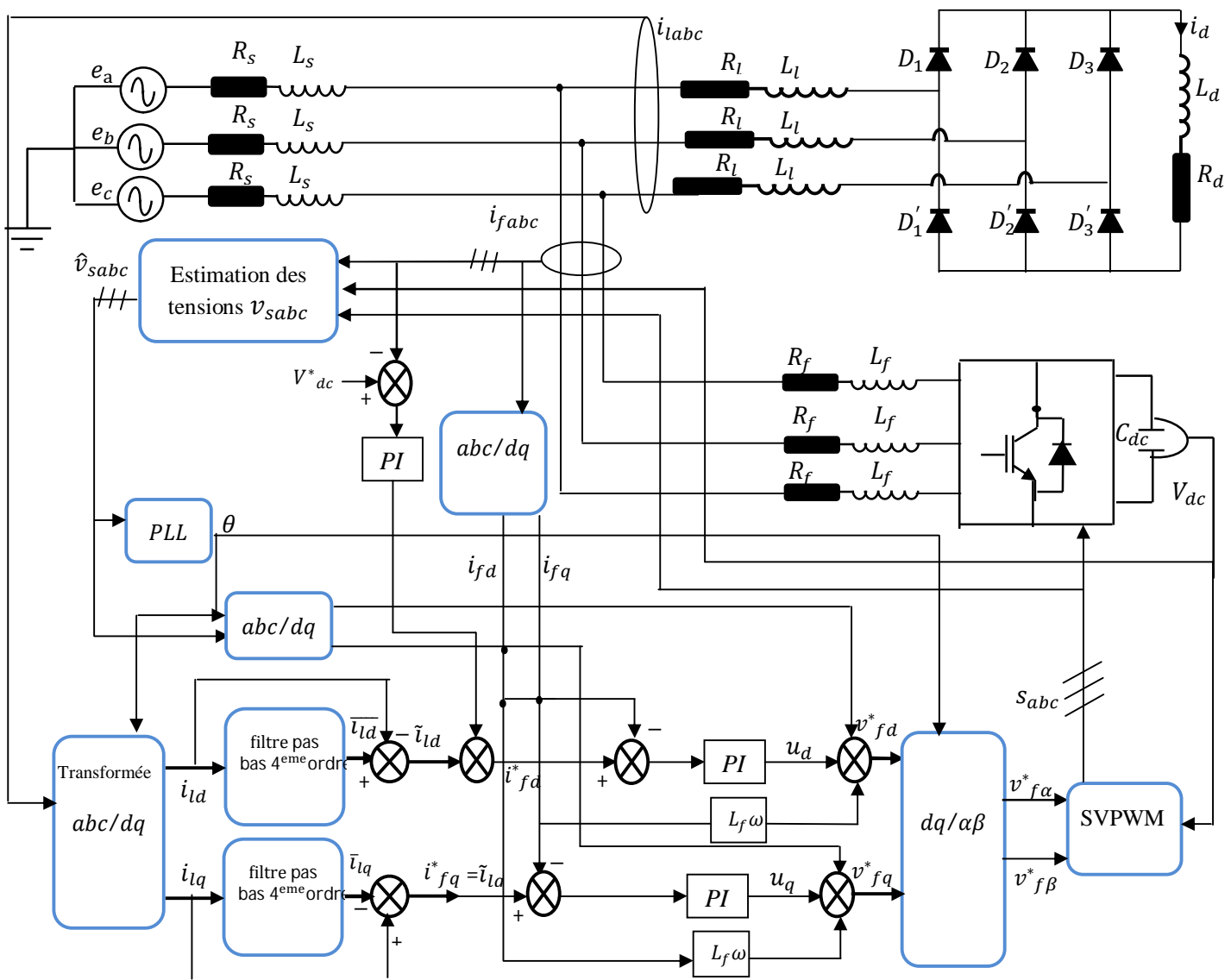


Fig. III.36 Commande directe par des régulateurs PI dans le repère synchrone



III.5.5.1 Régulation des courants  $i_d, i_q$

Les courants des axes  $d$  et  $q$  du système d'équations (III. 70) sont couplés. Donc, pour le réglage de ces composantes, il est nécessaire de les découpler, en introduisant les deux nouveaux termes suivants :

$$\begin{cases} u_d = L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd} \\ u_q = L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} \end{cases} \quad (III. 71)$$

Donc, les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = u_d + \hat{v}_{sd} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq}^* = u_q + \hat{v}_{sq} - L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (III. 72)$$

Appliquons la transformation de *Laplace* sur le système(III. 71), on obtient :

$$FT_d(s) = \frac{i_{fd}(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{R_f + L_f(s)} \quad (III. 73)$$

Et,

$$FT_q(s) = \frac{i_{fq}(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{R_f + L_f(s)} \quad (III. 74)$$

La figure III.37 représente le schéma block de commande des composants  $d, q$  des courants

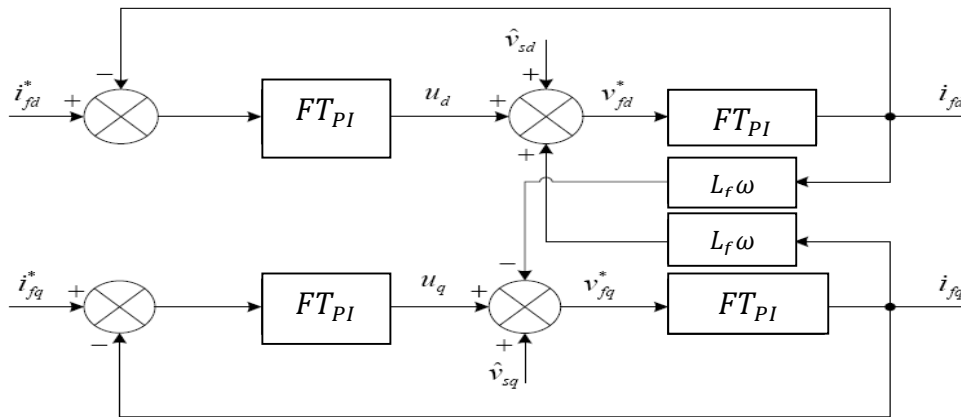


Fig. III.37 Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone

D'où, les fonctions de transfert en boucle fermée des courants  $i_d$  et  $i_q$  [47], sont respectivement représentée par (III.75) et (III.76) :

$$FT_{BFd}(s) = \frac{FT_{PI d} \cdot FT_d}{1 + FT_{PI d} \cdot FT_d} = \frac{\frac{K_{PI d}}{L_f} S + \frac{K_{I d}}{L_f}}{S^2 + \frac{R_f + K_{PI d}}{L_f} S + \frac{K_{I d}}{L_f}} \quad (III. 75)$$

$$FT_{BFq}(s) = \frac{FT_{PIq} \cdot FT_q}{1 + FT_{PIq} \cdot FT_q} = \frac{\frac{K_{Piq}}{L_f} S + \frac{K_{Iiq}}{L_f}}{S^2 + \frac{R_f + K_{Piq}}{L_f} S + \frac{K_{Iiq}}{L_f}} \quad (III. 76)$$

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

$$\begin{cases} K_{Pid} = K_{Piq} = 2L_f \xi \omega_n - R_f \\ K_{Iid} = K_{Iiq} = L_f \omega_n^2 \end{cases} \quad (III. 77)$$

Les commandes sont exprimées, donc par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = \hat{v}_{sd} + L_f \omega i_{fq} + u_d \\ v_{fq}^* = \hat{v}_{sq} - L_f \omega i_{fd} + u_q \end{cases} \quad (III. 78)$$

### III.5.5.2 Régulation de la tension continue

La puissance apparente sous la forme composée ( $\bar{S}_f$ ) à l'entrée du filtre actif est exprimée par la relation suivante [48] :

$$\bar{S}_f = P_f + jq_f = v_f \bar{i}_f^* = (v_{fd} + jv_{fq}) \cdot (i_{fd} + ji_{fq}) \quad (III. 79)$$

Où :  $i_f^*$  : est le conjugué du courant  $i_f$

D'où, on trouve la puissance active et réactive :

- la puissance active :

$$P_f = v_{fd} i_{fd} + v_{fq} i_{fq} \quad (III. 80)$$

- la puissance réactive :

$$q_f = v_{fd} i_{fq} - v_{fq} i_{fd} \quad (III. 81)$$

On remarque pour compenser les pertes dans les éléments du filtre actif, on peut agir sur  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  [48].

La figure III.40, montre le schéma de la régulation de la tension continue dans le repère synchrone :

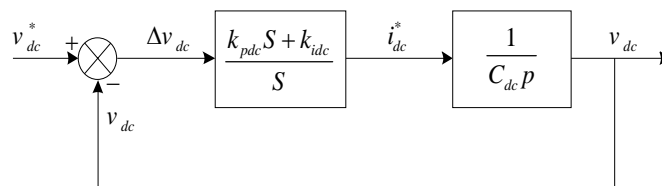


Fig. III.38 Bloc de régulation de la tension continue

La fonction de transfert de la boucle fermée est :

$$FT_{BFdc} = \frac{V_{dc}(S)}{I_d(S)} = \frac{\frac{K_{pdc}}{C_{dc}(S)} + \frac{K_{idc}}{C_{dc}}}{S^2 + \frac{K_{pdc}}{C_{dc}}S + \frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \quad (III.82)$$

A partir de l'équation(III.82), les constantes du régulateur PI de la tension continue sont calculées par :

$$\begin{cases} K_{pdc} = 2\xi\omega_{cdc}C_{dc} \\ K_{idc} = C_{dc}\omega_{cdc}^2 \end{cases} \quad (III.83)$$

On choisit un amortissement optimale  $\xi = 0.707$  et une pulsation de coupure égale à  $\omega_{cdc} = 2\pi f_{cdc}$  avec,  $f_{cdc} = 20\text{Hz}$ .

Les données utilisées pour les simulations sont :

- fréquence de coupure pour les régulateurs du courant :  $f_{ci} = 5000\text{Hz}$  ;
- fréquence de commutation dans la commande par *MLI*= 5000Hz et par *MLI* vectorielle est fixée à 10 kHz.
- valeur de référence de la tension continue est égale à 900V ;

Les figures III.40-III.42 montrent la forme sinusoïdale du courant de la source après le filtrage. 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 0.1s puis, il reprend sa forme stable.

Les figures III.40.b-III.42.b représentent le spectre harmonique du courant filtré et indique les valeurs du THD de ce dernier. On remarque que la méthode du repère synchrone offre un bon filtrage des courants harmoniques.

Les figures III.41-III.43 illustre la tension aux bornes du condensateur. Lors de la variation de la charge polluante, cette tension passe par un transitoire de 0.15s 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 comparaison entre

les résultats obtenus par les méthodes basées sur le calcul des puissances réelle et imaginaire instantanées montre que ces deux méthodes fournissent les mêmes résultats en termes d'extraction des

harmoniques et de commande du filtre sous la condition d'un réseau équilibré sans harmoniques de tension.

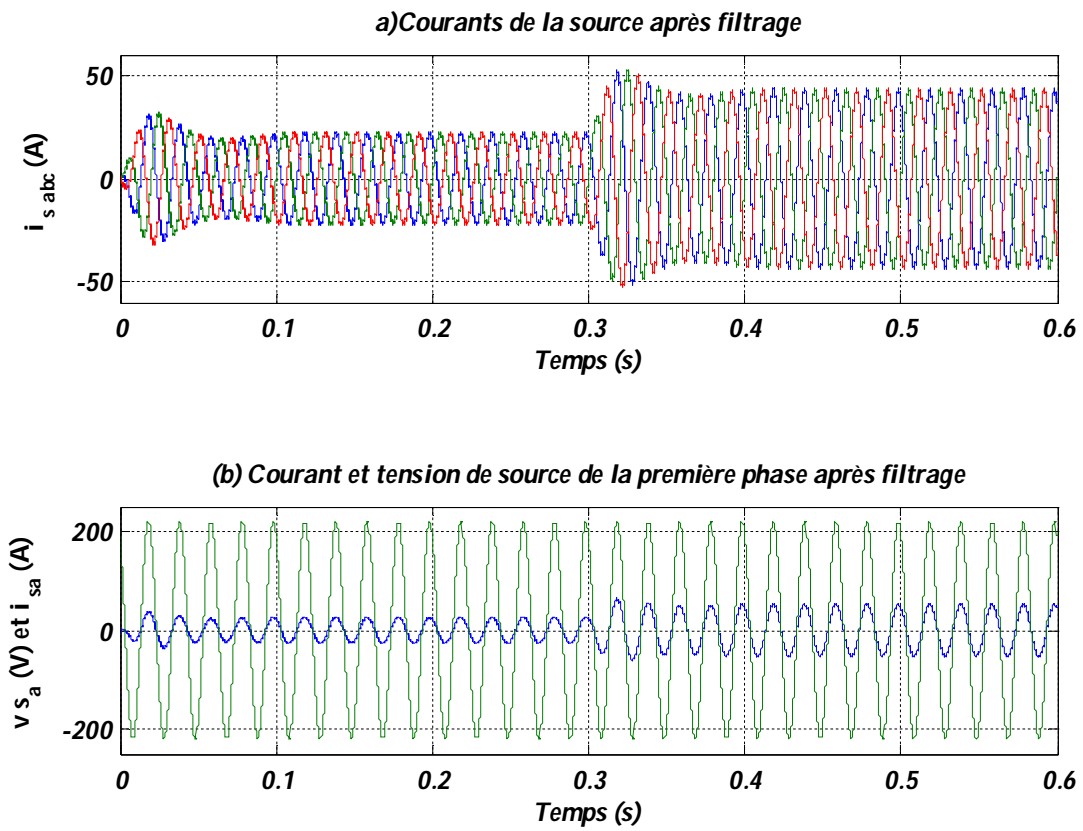


Fig. III.39 Performances du filtre actif (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courant et tension de source de la première phase après filtrage

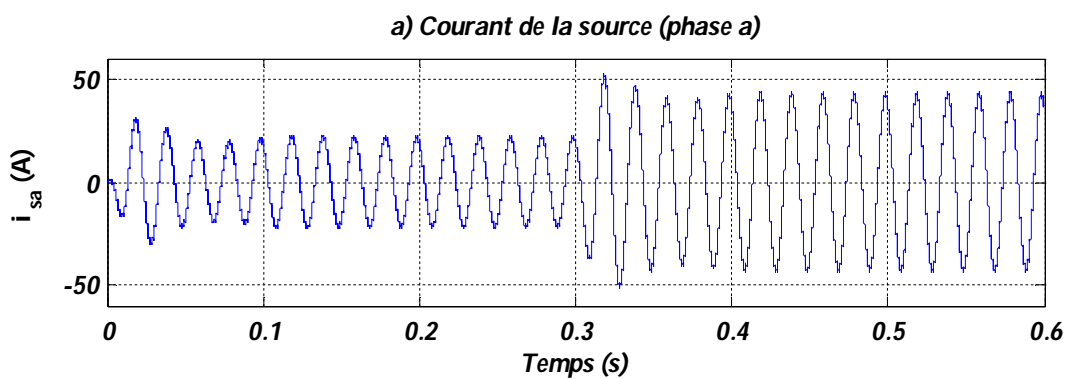


Fig. III.40 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5\text{KHz}$ )

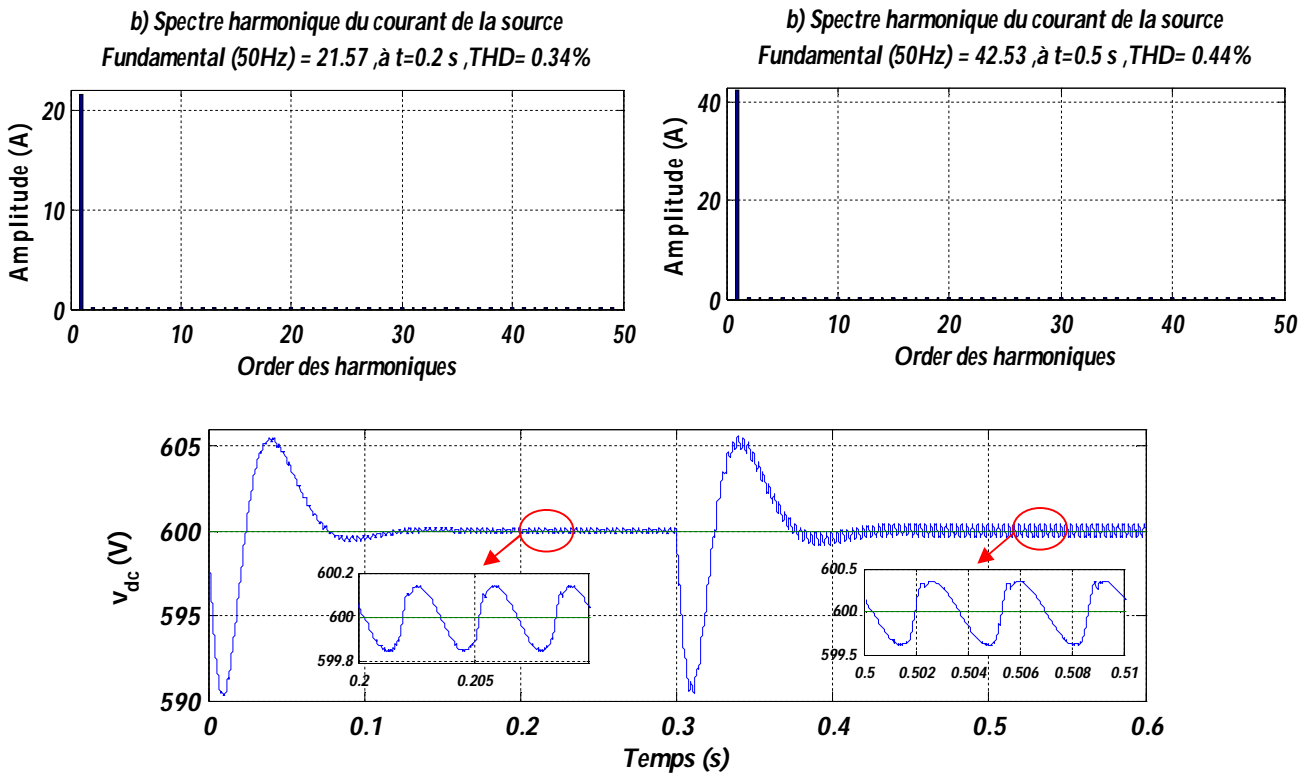


Fig. III.41 Tension aux bornes du condensateur

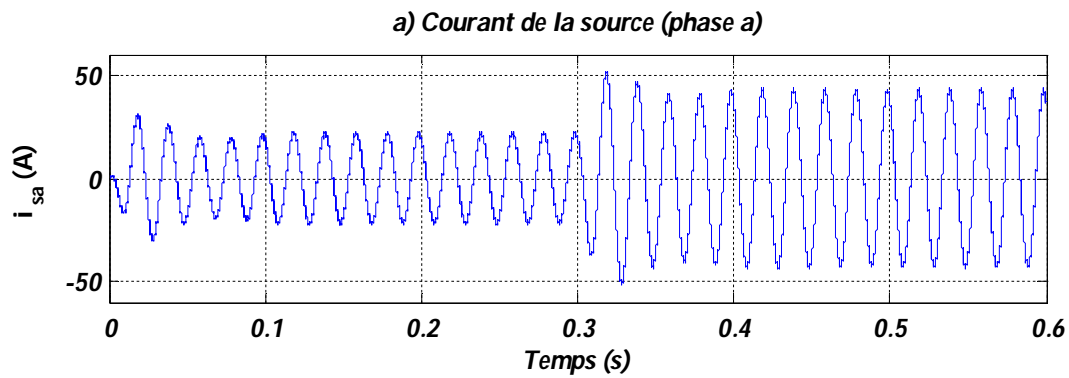
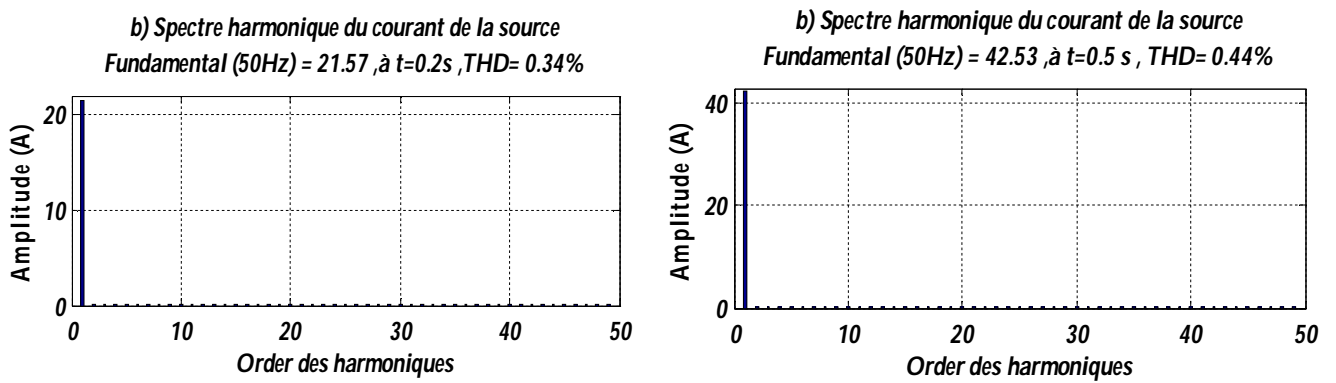


Fig. III.42 Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ )



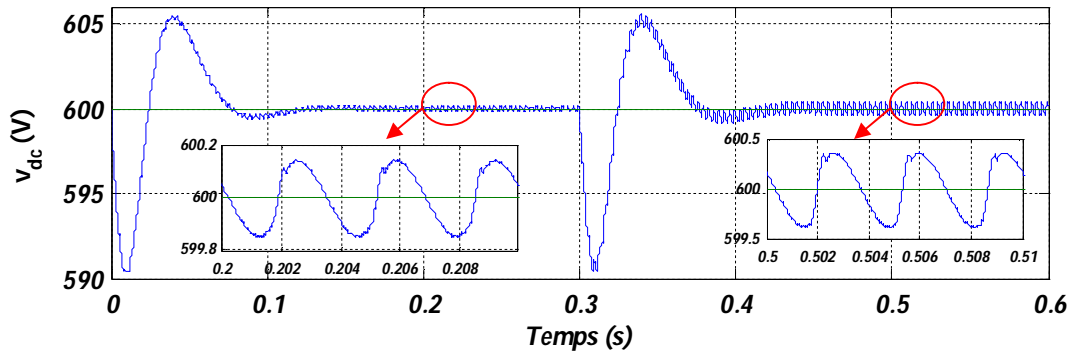


Fig. III.43 Tension aux bornes du condensateur

III.5.6 Commande directe dans le repère stationnaire basée sur la méthode des puissances

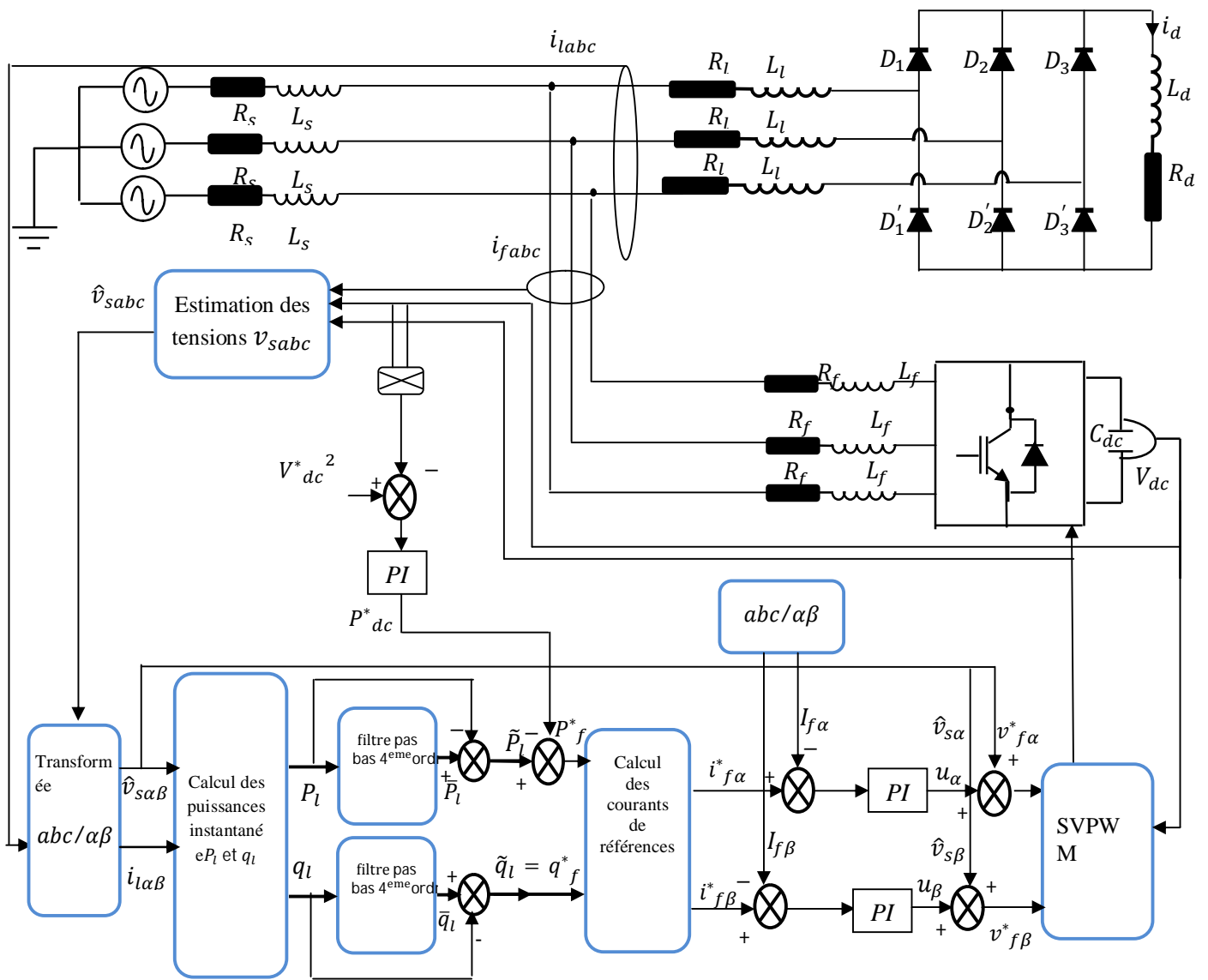


Fig. III.44 Commande linéaire directe par PI dans le repère stationnaire

Le schéma de la commande dans le repère stationnaire par des régulateurs PI est représenté par la figure III.44. La méthode utilisée pour l'extraction des harmoniques du courant est la méthode des puissances active et réactive instantanées.

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

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 84})$$

On peut utiliser deux 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 :

$$G_{PI\alpha\beta}(s) = \frac{K_{P_{i\alpha\beta}}s + K_{I_{i\alpha\beta}}}{s} \quad (\text{III. 85})$$

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

$$G_{BFdc} = \frac{I_{f\alpha}(S)}{V_{\alpha}(S)} = \frac{I_{f\beta}(S)}{V_{\beta}(S)} \frac{1}{R_f + L_f S} \quad (\text{III. 86})$$

A partir des équations (III.85) et (III.86), la fonction de transfert en boucle fermée du filtre avec le régulateur pour chaque phase est donnée par :

$$G_{BF\alpha\beta}(S) = \frac{V_{dc}(S)}{I_d(S)} = \frac{\frac{K_{I_{i\alpha,\beta}}}{L_f} + \frac{K_{P_{i\alpha,\beta}}}{L_f} S}{S^2 + \frac{1}{L_f} (K_{P_{i\alpha,\beta}} + R_f) S + \frac{K_{I_{i\alpha,\beta}}}{L_f}} \quad (\text{III. 87})$$

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

$$K_{P_{i\alpha,\beta}} = 2L_f \xi \omega_{ci} - R_f \quad \text{et} \quad K_{I_{i\alpha,\beta}} = L_f \omega_{ci}^2$$

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

### III.5.6.1 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par des régulateurs PI, dans le repère stationnaire et basée sur la méthode des puissances instantanées lors d'une variation de

la résistance de la charge polluante à la moitié de sa valeur initiale à  $t=0.3s$ . Les paramètres du système sont :

- fréquence de coupure pour les régulateurs du courant :  $f_{ci} = 5000Hz$  ;
- fréquence de commutation dans la commande par *MLI* = 5000Hz et par *MLI* vectorielle est fixée à 10 kHz.
- valeur de référence de la tension continue est égale à 900V ;

### III.5.6.2 Interprétations des résultats

Les figures III.46 et III.48 montrent le courant de la source et son analyse spectrale. On remarque que le courant de la source dont le transitoire est de 0.18s lors de la variation de la charge est sinusoïdal. L'analyse spectrale montre que l'implantation des régulateurs PI dans le repère stationnaire offre une amélioration remarquable en termes du THD. La valeur du THD est diminuée de 2.19% avec les commandes dans les repères triphasé et synchrone à 2.01%. Après la variation de la charge, le THD est de 1.24% par rapport à 1.34% avec les commandes dans les repères synchrone et triphasé.

Les figures III.47 et III.49 montrent l'allure de la tension continue. Cette tension a la même dynamique que celle obtenue par les méthodes précédentes du fait qu'elle est basée sur le même régulateur.

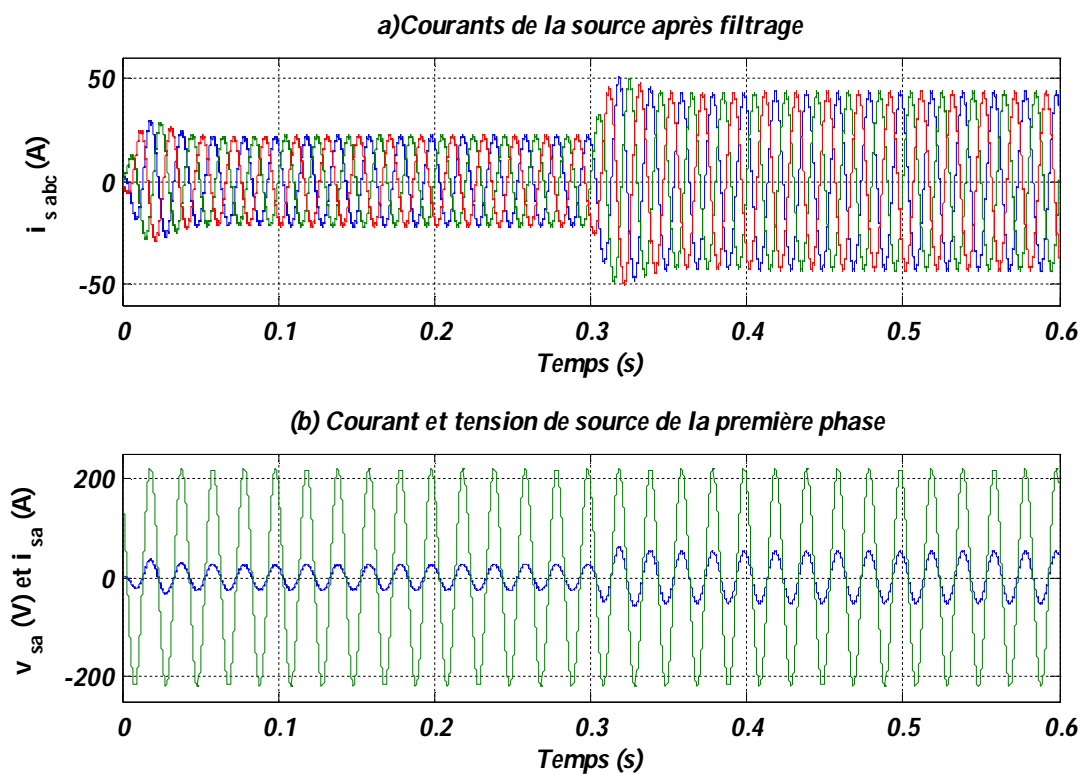


Fig. III.45 Performances du filtre actif (a) Courants de la source après filtrage, (b) Courant et tension de source de la première phase après filtrage



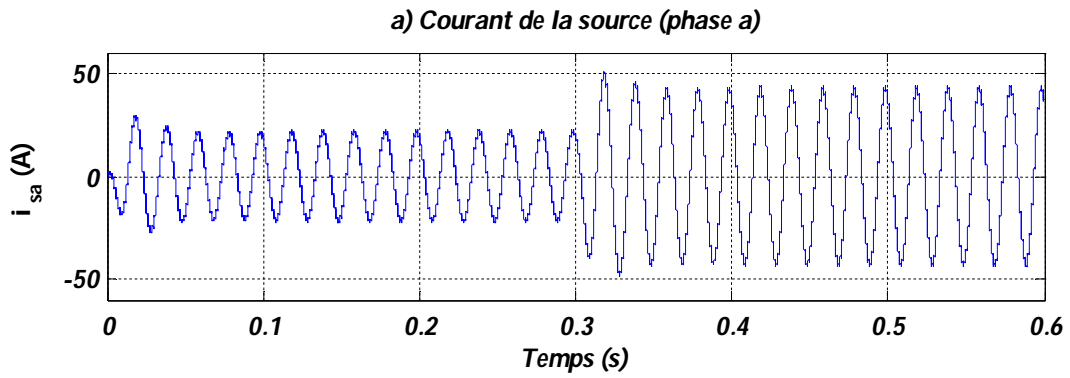


Fig. III.46 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5KHz$ )

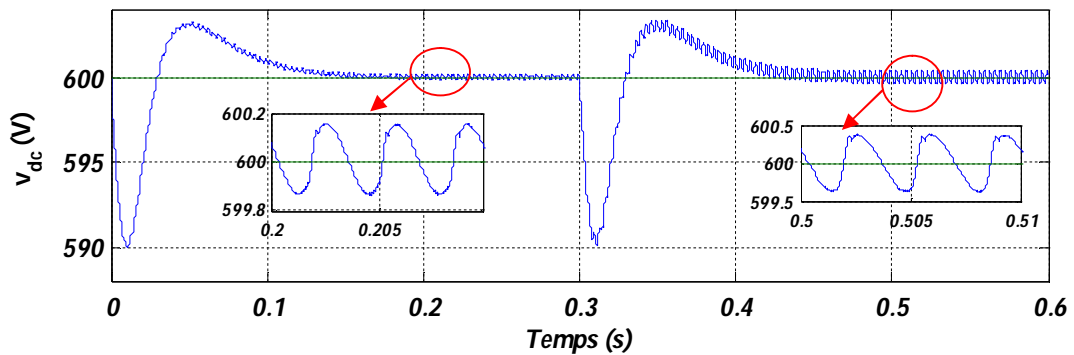
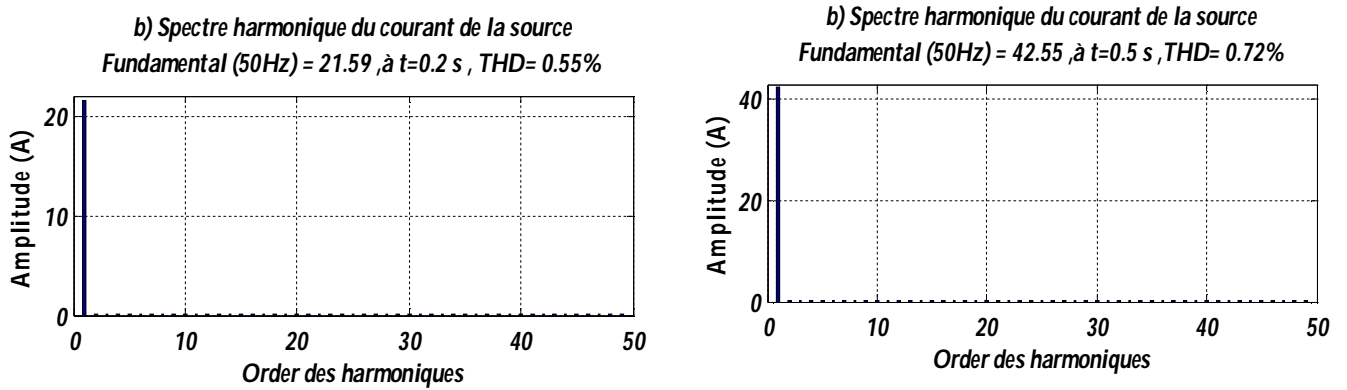


Fig. III.47 Tension aux bornes du condensateur

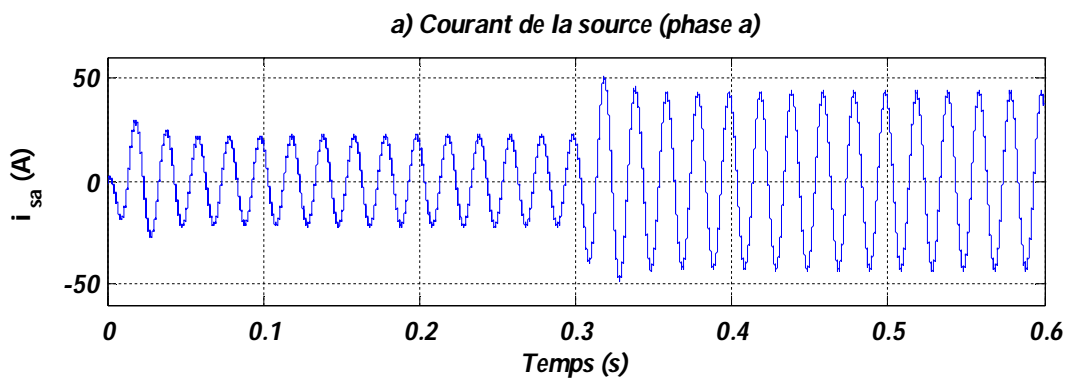


Fig. III.48 Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ )

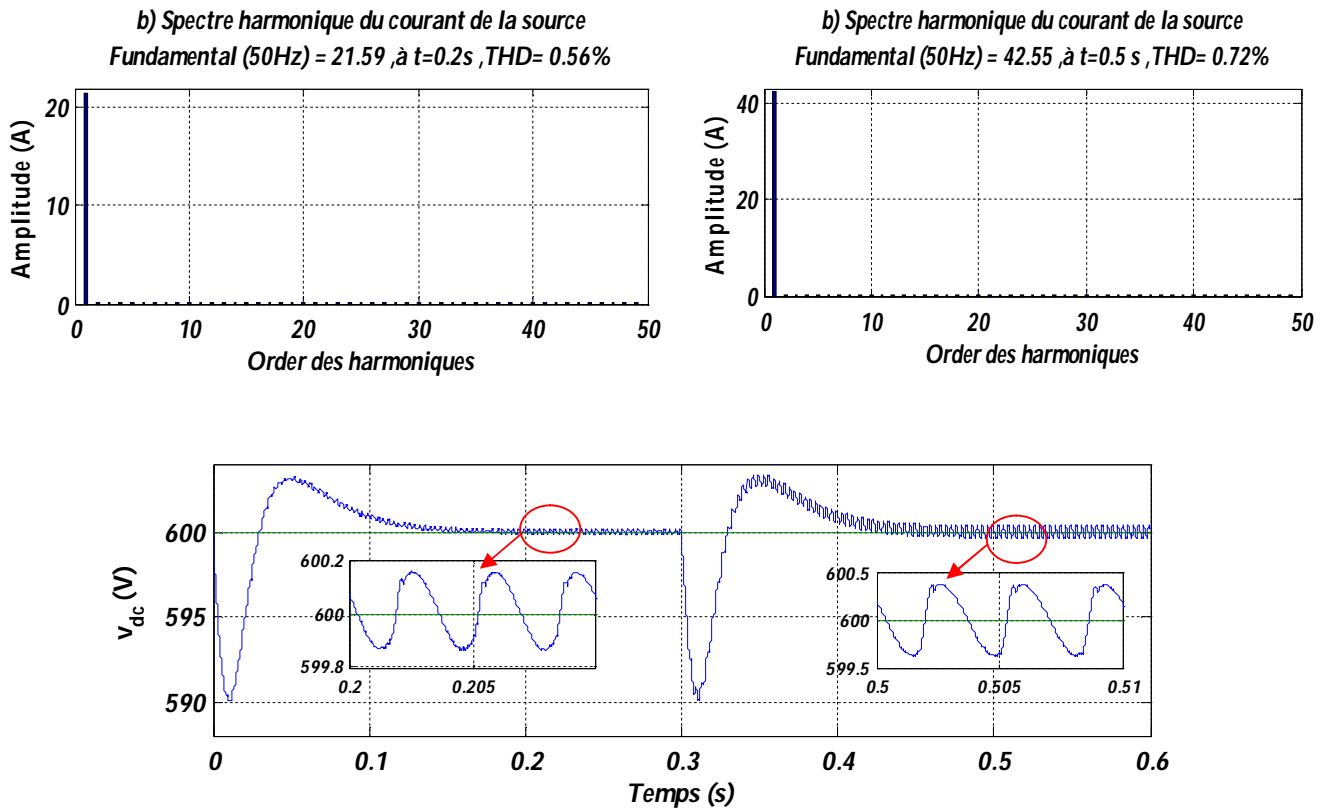


Fig. III.49 Tension aux bornes du condensateur

### III.6 Conclusion

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

Les résultats de simulation montrent que la modulation par hystérésis à bande fixe est la meilleure en termes de qualité du filtrage, mais elle représente une fréquence de commutation variable qui représente un inconvénient majeur.

La modulation par MLI sinusoïdale donne de bons résultats avec l'avantage d'une fréquence de commutation contrôlable. La technique de modulation par MLI vectorielle est la meilleure par rapport aux autres techniques étudiées en termes de qualité de filtrage et du maintien de la fréquence de commutation.

L'ensemble des résultats trouvés montrent la faisabilité des topologies directe pour la commande du filtre actif parallèle avec des régulateurs linéaires basées sur les différentes méthodes d'identification des harmoniques.

Enfin, nous avons examiné l'influence des paramètres du filtre actif sur le THD du courant de la source électrique. A partir des résultats de simulation, nous constatons que, la commande directe dans le repère stationnaire basée sur la théorie des puissances instantanées offre les meilleurs résultats du filtrage. Suivie des commandes directes dans les repères synchrone et triphasé basées sur la méthode des puissances instantanées.

A fin d'améliorer les structures proposées, le recours à des régulateurs non-linéaires semble une solution prometteuse. Le chapitre qui suit aura comme objectif d'explorer cette issue.

# *CHAPITRE IV*

*Commande par mode glissant du filtre  
actif parallèle*

# Chapitre IV

## Commande par mode glissant du filtre actif parallèle

### IV.1 Introduction

Les techniques de commande sont développées et améliorées afin que le système commandé soit robuste et stable vis-à-vis des variations paramétriques, et des perturbations extérieures. Effectivement, elles doivent être performantes : une réponse dynamique rapide et une erreur, entre la consigne et la sortie désirée, nulle en régime permanent [50]. Parmi la panoplie des commandes existantes, la commande par mode glissant est rependue par sa simplicité et sa robustesse [50-53]. C'est une commande de nature discontinue qui nécessite des contrôleurs à structure variable [54].

Dans ce chapitre, on s'intéresse l'application de la technique de commande par mode glissant pour une structure directe de commande du filtre actif parallèle (FAP). A cet effet un rappel succincte sur la théorie de systèmes à structures variables (VSS : variable structure system) est d'abord présenté, puis la commande dans le repère synchrone basée sur la transformée de Park et celle dans le repère stationnaire basée sur la théorie des puissances active et réactive instantanées sont considérées.

### IV.2 Réglage a structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Le choix de la structure et de la logique de commutation permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. [51]

L'avantage de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres internes du système et des paramètres des perturbations extérieurs.

Toutefois, le phénomène de "chattering " est l'inconvénient majeur car ce phénomène peut exciter une dynamique de commutation à haute fréquence [51].

### IV.3 Notion sur la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation (surface de glissement). Le principe de la commande consiste à amener la trajectoire d'état du système commandé vers la surface de glissement et qu'une fois qu'elles soient confondues de la faire commuter à autour de celle-ci à fréquence théoriquement infinie jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. En résumé, une commande par mode glissant exige deux (2) étapes essentielles :

- Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

La figure (IV.1), illustre la réalisation des ces étapes

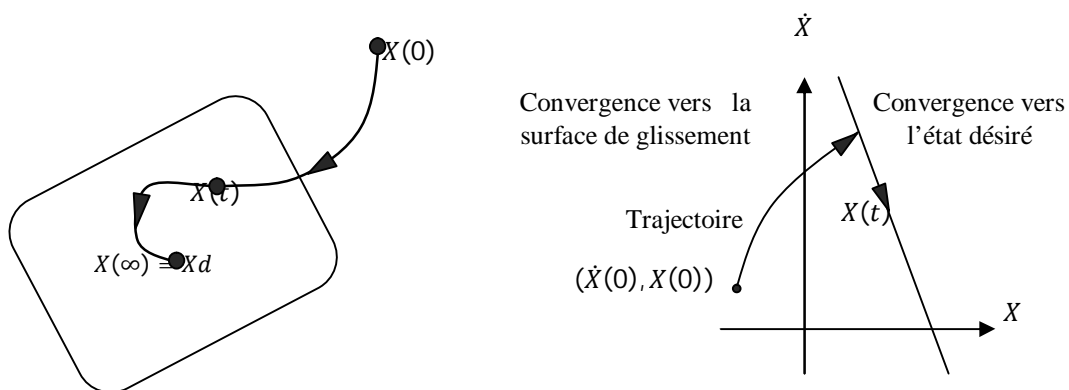


Fig. IV.1 Convergence du système glissant.

### IV.4 Structures de commande par mode glissant

On distingue trois (3) structures [55]:

#### IV.4.1 Structure avec la commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure de commande par mode glissant (MG) est la plus utilisée.

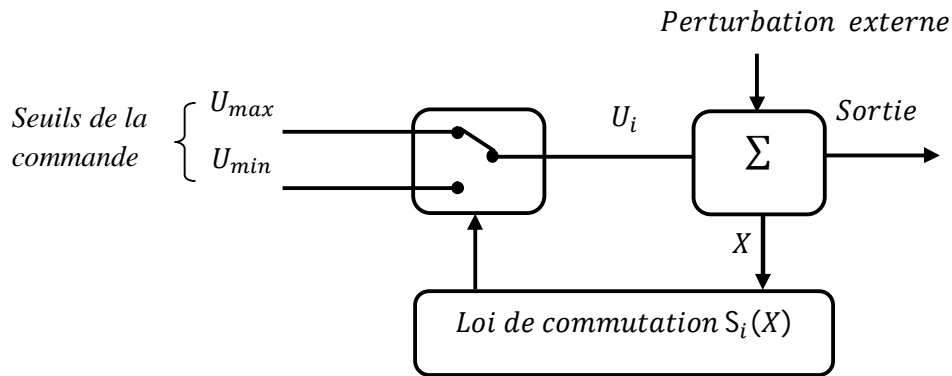


Fig. IV.2 Structure de régulation par MG avec la commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

#### IV.4.2 Structure avec la commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma de puissance d'une telle structure est représenté par la figure (IV.3). Cette structure sollicite moins l'organe de la commande [55, 56]. Par ailleurs, puisque la commande par contre réaction d'état classique (réglage de la dynamique) du système est réalisée par les gains de réglage, la non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc une commutation au niveau de la dynamique du système.

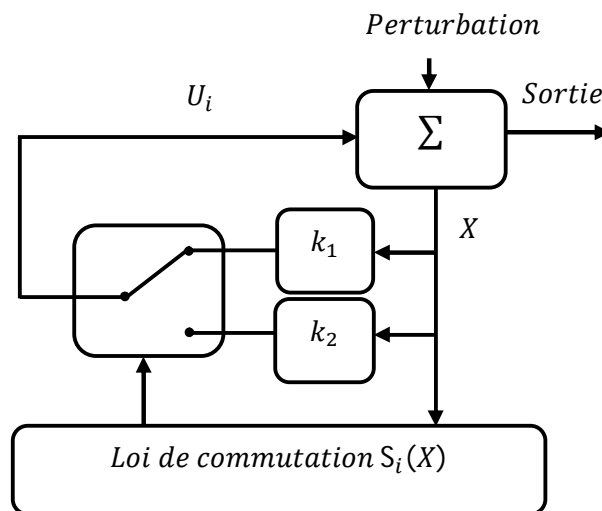


Fig. IV.3 Structure de régulation par MG avec la commutation au niveau de la contre réaction d'état

#### IV.4.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Cette structure de commande par MG permet de repositionner l'état futur du système grâce à une commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent

[57]. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité mais plus dépendant des variations paramétriques.

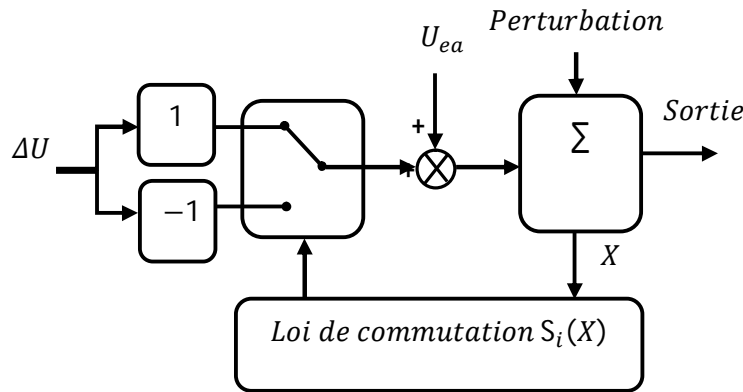


Fig. IV.4 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

#### IV.4.4 Types des régimes glissants

On distingue deux (2) types de régimes glissant []: le premier dit “régime glissant idéal”, voir la figure (IV.5.a), est théorique car l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Ce régime a une oscillation à fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ . Le second “régime glissant réel”, voir la figure (IV.5.b), inspiré de la réalité pratique où l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui inévitablement présente des imperfections comme les retards de commutations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

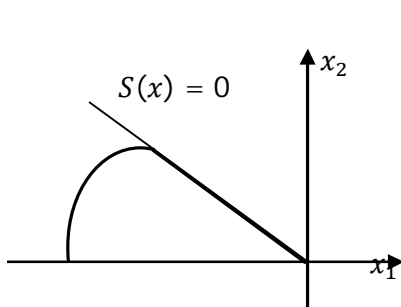


Fig. IV.5.a Glissement idéal

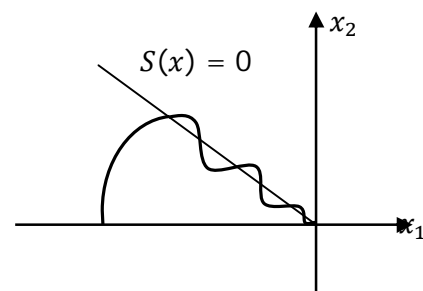


Fig. IV.5.b Glissement réel

#### IV.5 Algorithme de commande par mode de glissant

La synthèse de la commande par MG effectuée, principalement, en trois étapes complémentaires, soit :



- choix des surfaces de glissement ;
- définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- détermination de la loi de commande.

#### IV.5.1 Choix des surfaces de glissement

Soit le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A].[X] + [B].[U] \quad (\text{IV. 1})$$

Où,  $[X] \in R^n$  est le vecteur d'état ;

$[U] \in R^n$  le vecteur de commande.

Généralement, Le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ . La surface de glissement est, généralement prise sous la forme générale suivante :

$$s(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} . e(x) \quad (\text{IV. 2})$$

Où,

$s(x)$ : équation différentielle linéaire autonome dont la *réponse*  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain ( $\lambda$ ).

$\lambda$  : gain positif.

$r$  : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$e(x)$  : écart de la variable à réguler.

Avec,

$$e(x) = X - X^* \quad (\text{IV. 3})$$

Et,  $X$  : variable d'état ;

$X^*$  : valeur de référence de  $X$ .

L'objectif est de maintenir  $s(x) = 0$ . Donc, forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre  $r$ , tout en respectant la condition de convergence.

#### IV.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Ces conditions permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Soit, les deux (2) approches :

### IV.5.2.1 Approche directe

Cette approche est donnée sous la forme suivante [FNA 06]:

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0 \quad (\text{IV. 4})$$

### IV.5.2.2 Approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov [HOC 08] Consiste à 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 la fera décroître  $\dot{V}(x) < 0$ .

En prennent:

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

On obtient :

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

Alors, pour que la fonction candidate de Lyapunov ( $V(x)$ ) puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0 \quad (\text{IV. 7})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

### IV.5.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant atteint la dynamique du système, une commande adéquate est nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface puis vers son point d'équilibre toute en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement. A cet effet, la structure de cette commande comporte deux parties (voir l'expression IV.8) :

La première  $U_{eq}$  concernant la linéarisation exacte qui est une commande équivalente nécessaire pour maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $s(x)$ . Elle est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul  $\dot{s}(x) = 0$ .

La seconde  $\Delta U$  stabilisante, qui est nécessaire pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (\text{IV. 8})$$

La commande équivalente peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$  [58], et  $\Delta U$  : est déterminée pour vérifier la condition de convergence. Figure (IV.8)

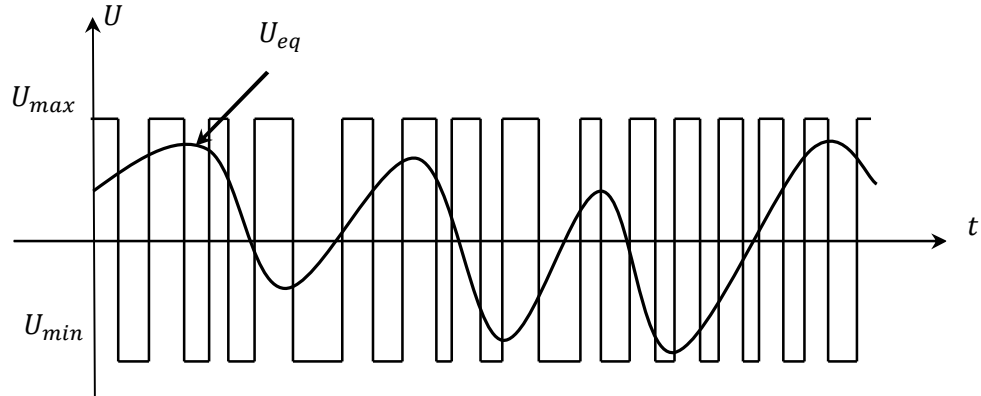


Fig. IV.6 Commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$

A titre d'exemple considérant le système d'état (IV. 1) et cherchant à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $s(x)$  est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV. 9)$$

En remplaçant (IV. 1) et (IV. 8) dans (IV. 9), on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial s}{\partial t} [B]\Delta U \quad (IV. 10)$$

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, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} [A][X] \right\} \quad (IV. 11)$$

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

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0 \quad (IV. 12)$$

Durant le mode de convergence en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV. 10), on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B]\Delta U \quad (IV. 13)$$

D'où, la condition (IV.7), devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B] \Delta U < 0 \quad (\text{IV. 14})$$

Cependant, pour que l'inégalité (IV.14), soit vraie, le signe de  $\Delta U$  doit être opposé à celui de  $s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B]$ . Alors la fonction  $\text{sign}$  Figure (IV.7), est appropriée :

$$\Delta U = k_x \text{sign } s(x) \quad (\text{IV. 15})$$

Le signe de  $k_x$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial s}{\partial x} [B]$ .

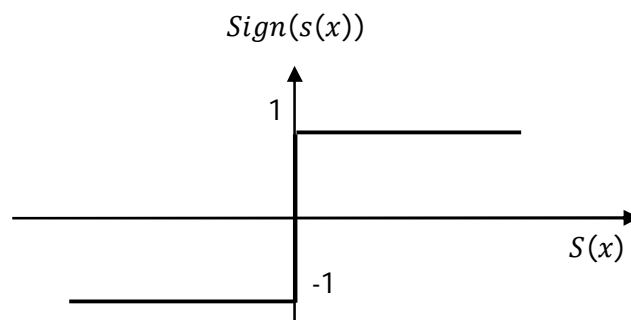


Fig. IV.7 Fonction sign (non linéarité tout ou rien)

L'inconvénient est que de telle fonction développe sur la surface de glissement, un phénomène indésirable (figure (IV.8)) dit broutement (chattering en anglais), qui additionne au spectre de la commande des composantes de hautes fréquences.

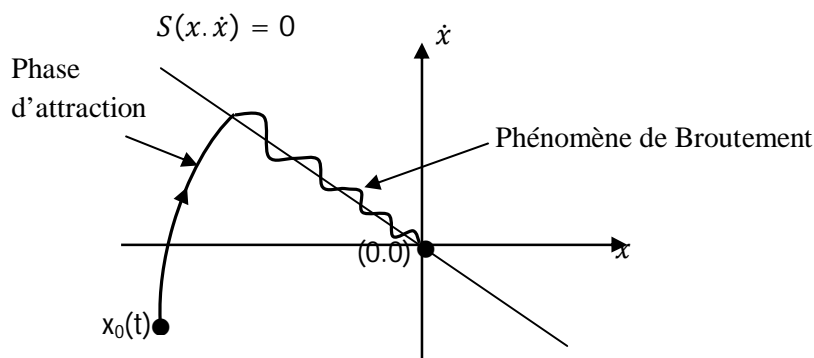


Fig. IV.8 Phénomène de broutement

Ceci étant, d'autres fonctions sont proposées pour palier au phénomène de broutement, telles que les fonctions représentées ci après :

- Remplacement de la fonction "sign" de la figure (IV.7) par une fonction à un (1) seuil ou deux(2) seuils de saturation de la figure (IV.9, a,b) définies respectivement par les relations (IV.16) et (IV.17)

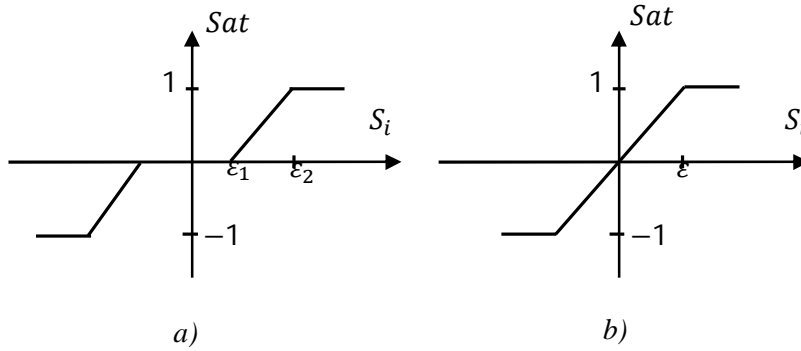


Fig. IV.9 a,b Fonction **SAT** avec deux seuils (zone morte) et avec un seuil

$$a) \quad sat(s) = \begin{cases} -1 & si \quad s \leq -\epsilon \\ \frac{s}{\epsilon} & si \quad -\epsilon < s < \epsilon \\ 1 & si \quad s \geq \epsilon \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$b) \quad sat(s) = \begin{cases} 0 & si \quad |s| \leq \epsilon_1 \\ \frac{s - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1} & si \quad \epsilon_1 < |s| < \epsilon_2 \\ sign(s) & si \quad s \geq \epsilon_2 \end{cases} \quad (IV.17)$$

- On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C1 définie par la relation (IV.18). On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction figure (IV.10).

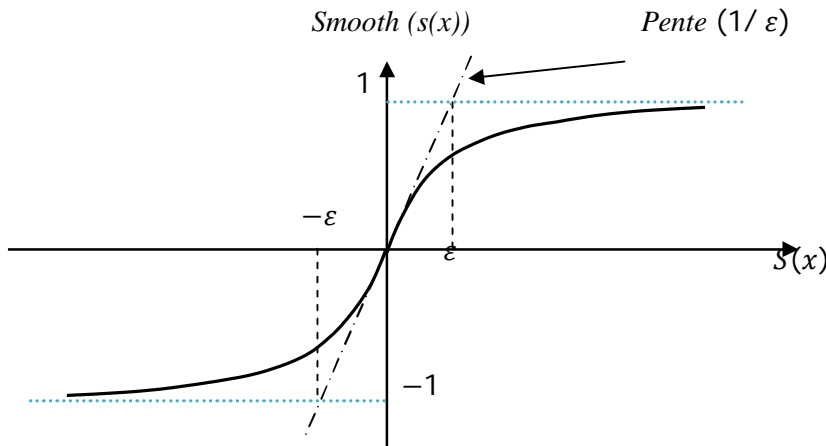


Fig. IV.10 Fonction de classe C1 ( $\epsilon >$  et petit)

$$smooth(s(x)) = tanh(s(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{s(x)}{|s(x)| + \epsilon} \quad (IV.18)$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$\Delta U = k_x \frac{s(x)}{|s(x)| + \epsilon} \quad (IV.19)$$

- La surface de glissement peut aussi être perfectionnée en insérant une action intégrale dans son expression, cette surface est alors définie par [46] :

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} \cdot e(x) + k_i \int e(t) dt \tag{IV.20}$$

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.5.4 Application au filtrage actif parallèle

Il s'agit d'appliquer le principe de la commande par mode glissant ou filtrage actif parallèle, en considérant le repère synchrone et stationnaire.

##### IV.5.4.1 Commande directe par mode glissant dans le repère synchrone

Le schéma de principe est représenté par la figure (IV.11).

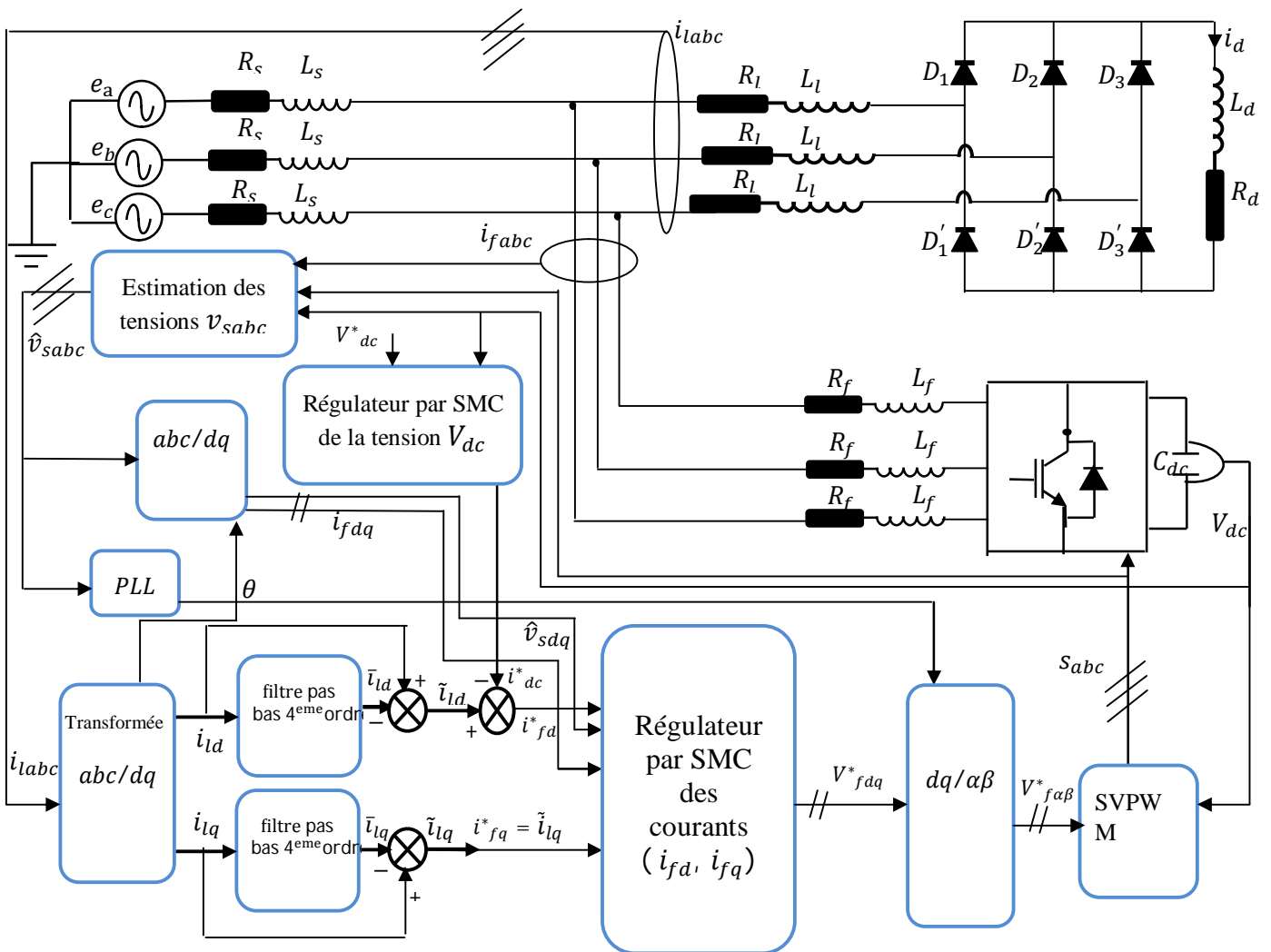


Fig. IV.11 Schéma de principe Commande directe par mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère synchrone

#### IV.5.4.1.1 Synthèse des régulateurs

La sortie du régulateur de la tension continue ( $V_{dc}$ ) fournit la référence du courant direct ( $i_{dc}^*$ ), le courant ( $i_{dc}^*$ ) est soustrait du courant direct harmonique de la charge polluante ( $\tilde{i}_{ld}$ ) pour trouver la référence de la composante direct du courant de référence du **FAP**. A son tour la composante harmonique en quadrature du courant de la charge ( $\tilde{i}_{lq}$ ) est la référence ( $i_{fq}^*$ ) du **FAP**. Pour la compensation de l'énergie réactive, la composante en quadrature du courant de la charge  $i_{fq}$  est utilisée comme courant de référence en quadrature du filtre ( $i_{fq}^*$ ). Le modèle global du filtre actif parallèle dans le repère synchrone est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{v_{fd}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_{sd}}{L_f} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{v_{fq}^*}{L_f} - \frac{\hat{v}_{sq}}{L_f} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{v_{sd}i_{dc}^*}{C_{dc}v_{dc}} \end{cases} \quad (IV.21)$$

Cet ensemble d'équations est subdivisé en deux sous-systèmes : dont le premier est formé par les deux (2) premières équations, où les tensions  $v_{fd}^*$  et  $v_{fq}^*$  sont choisies comme grandeurs de commande tandis que les courants du filtre  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  comme grandeurs de sortie. Et le second comprend la dernière équation, où le courant  $i_{dc}^*$  est considéré comme variable de commande et la tension  $V_{dc}$  comme variable de sortie.

- **Régulation des courants  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  du filtre**

En considérant le premier sous système (les deux (2) premières équations de IV.21), on définit respectivement les surfaces des composantes  $i_{fd}$  et  $i_{fq}$  par les équations (IV.22) et (IV.23).

$$s(i_{fd}) = k_1(i_{fd}^* - i_{fd}) + k_{i1} \int (i_{fd}^* - i_{fd}) dt \quad (IV.22)$$

$$s(i_{fq}) = k_2(i_{fq}^* - i_{fq}) + k_{i1} \int (i_{fq}^* - i_{fq}) dt \quad (IV.23)$$

Ainsi, durant le mode de glissement, et après dérivation de la commande équivalente,

on a :

$$\begin{cases} s(i_{fd}) = \dot{s}(i_{fd}) \\ s(i_{fq}) = \dot{s}(i_{fq}) \end{cases} \quad (IV.24)$$

La réécriture du premier sous système, sous la forme matricielle donne :

$$\dot{X} = A.X + B.u + D \quad (IV. 25)$$

Avec

$$s(X) = K(X^* - X) + K_i \int (X^* - X) dt \quad (IV. 26)$$

Sachant que :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}, X^* = \begin{bmatrix} x^*_1 \\ x^*_2 \end{bmatrix}, \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^*_{fd} \\ v^*_{fq} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{v}_{sd}}{L_f} \\ -\frac{\hat{v}_{sq}}{L_f} \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} K_{i1} & 0 \\ 0 & K_{i2} \end{bmatrix}$$

Alors, en considérant (IV. 24) , (IV. 25)et, (IV. 26) la commande équivalente est définie comme suit :

$$u_{\acute{e}q} = (KB)^{-1} [K_i e - K(\dot{X}^* - AX + D)] \quad (IV. 27)$$

Dans le cas où les trajectoires d'état est différente de la surface de glissement, la commande discontinue ( $u_n$ ) veille à diminuer la distance entre la trajectoire d'état et sa surface de glissement. La commande discontinue est choisie de sorte qu'elle force la trajectoire d'état converger de vers sa référence. La fonction de commande discontinue retenue pour ce travail est de la forme suivante :

$$u_n = \begin{bmatrix} u_{dn} \\ u_{qn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{dmax} \\ U_{qmax} \end{bmatrix} sgn(s(X)) = \begin{cases} -U_{max} & s(x_{1,2}) < 0 \\ U_{max} & s(x_{1,2}) > 0 \\ 0 & s(x_{1,2}) = 0 \end{cases} \quad (IV. 28)$$

La loi de commande est alors donnée par :

$$u = \begin{bmatrix} v^*_{fd} \\ v^*_{fq} \end{bmatrix} = u_n + u_{\acute{e}q} \quad (IV. 29)$$

- **Régulateur de la tension continue  $V_{dc}$**

Concernant la troisième surface de glissement qu'on définit par :

$$s(x_3) = c_k x_3 + x_4 + c_i x_5 = c_1 e(V_{dc}) + \frac{d}{dt} e(V_{dc}) + c_i \int e(V_{dc}) dt \quad (IV. 30)$$



Où,

$$\begin{aligned}x_3 &= e(V_{dc}) = V_{dc}^* - V_{dc} \\x_4 &= \dot{x}_3 \\ \text{et } x_5 &= \int x_3 dt\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}y_1 &= \begin{cases} 1 & \text{si } s_3 x_3 \geq 0 \\ -1 & \text{si } s_3 x_3 < 0 \end{cases} \\ y_2 &= \begin{cases} 1 & \text{si } s_3 x_4 \geq 0 \\ -1 & \text{si } s_3 x_4 < 0 \end{cases}\end{aligned}\quad (\text{IV. 31})$$

D'où, la sortie de ce régulateur en mode glissant est définie par :

$$u_v = i_{dc}^* = c_1 x_3 y_1 + c_2 x_4 y_2 \quad (\text{IV. 32})$$

Avec,  $c_1, c_2$  sont des constants positif.

#### IV.5.4.1.2 Résultats de simulation

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

- La fréquence de commutation dans la commande par *MLI* = 5000Hz et par *MLI* vectorielle est fixée à 10 kHz
- La référence de la tension continue est fixée à 600V.
- Pour montrer l'effet d'une variation de la charge polluante sur les performances du filtre, une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à  $t=0.3s$ .

Pour la simulation, on a choisi les paramètres suivants :

$$K_1 = K_2 = 5 \cdot 10^8; K_{i1} = K_{i2} = 5 \cdot 10^5; U_{\alpha,\beta max} = 250; c_1 = 200; c_2 = 5 \cdot 10^{-4}; c_i = 10^3; c_k = 20^4$$

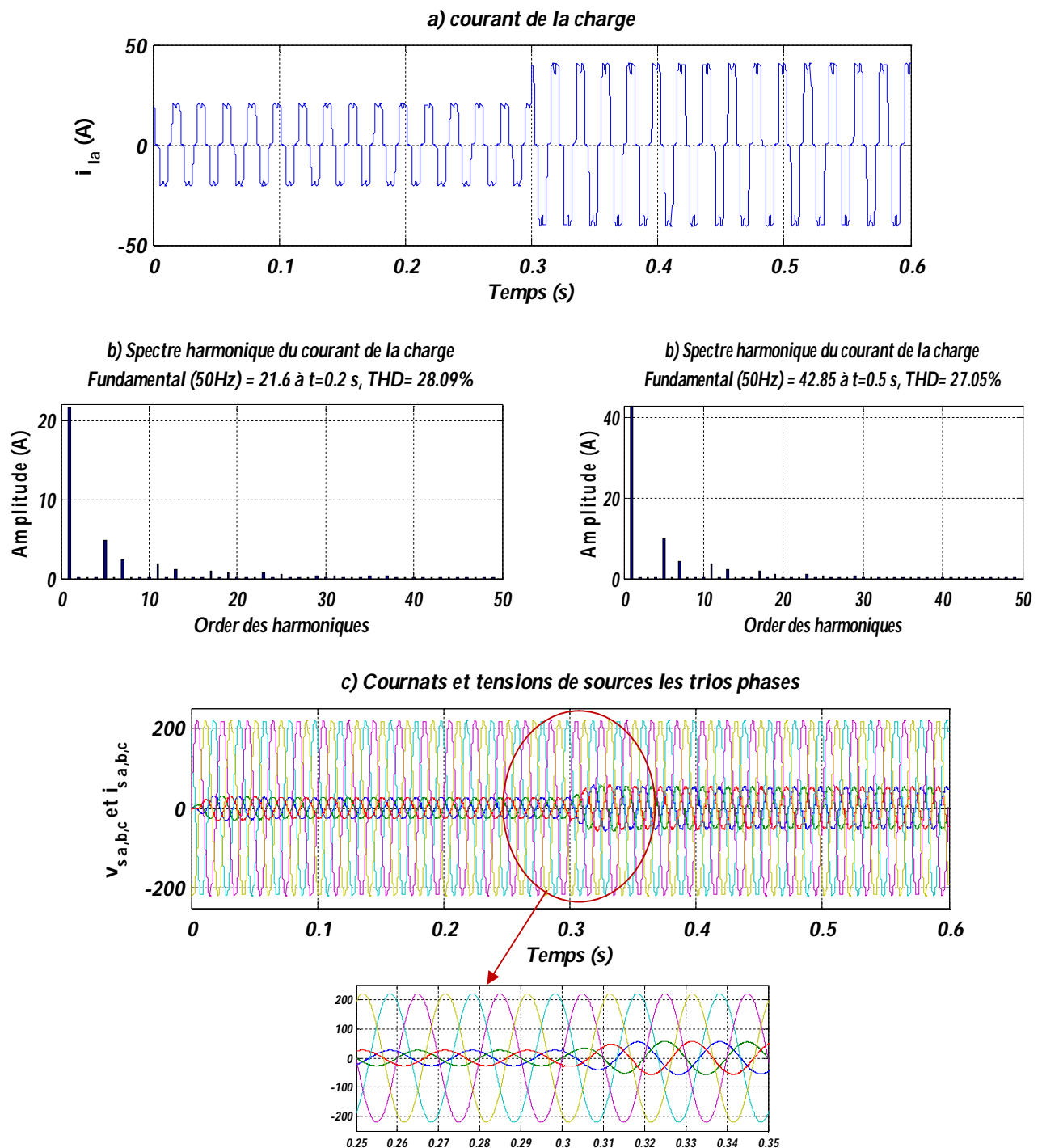
Les figures (IV.12, a, c, d et IV.13, a) représentent le courant de la charge, le courant de la source après le filtrage basé sur un FPB . On remarque que la forme du courant de la source après le filtrage est sinusoïdale, malgré que la forme du courant de la charge est perturbée. Lors de la variation de la charge continue, le courant de la source passe par un régime transitoire pendant 0.08s avant qu'il reprenne de nouveau sa forme en régime permanent.

Le THD du courant de la charge montré par la figure (IV.12, b) est entre 28.09% et 27.05% avant et après la variation de la charge. Le filtrage basé sur un FPB avec la commande par mode glissant diminue la valeur du THD jusqu'à 0.20% (la commande par *MLI*) comme le montre la

figure (IV.13, b). Le filtrage diminue encore la valeur de THD à 0.23% (la commande par MLI vectorielle) comme illustré sur la figure (IV.14, b).

Les figures (IV.13, c et IV.14, c) présentent la tension aux bornes du condensateur lors de la variation de la charge.

Cette tension passe par un transitoire inférieur à 0.9s avant qu'elle rejoigne de nouveau sa consigne. Une ondulation maximale inférieure à 0.8V, due à l'échange d'énergie entre le réseau et le condensateur est observée.



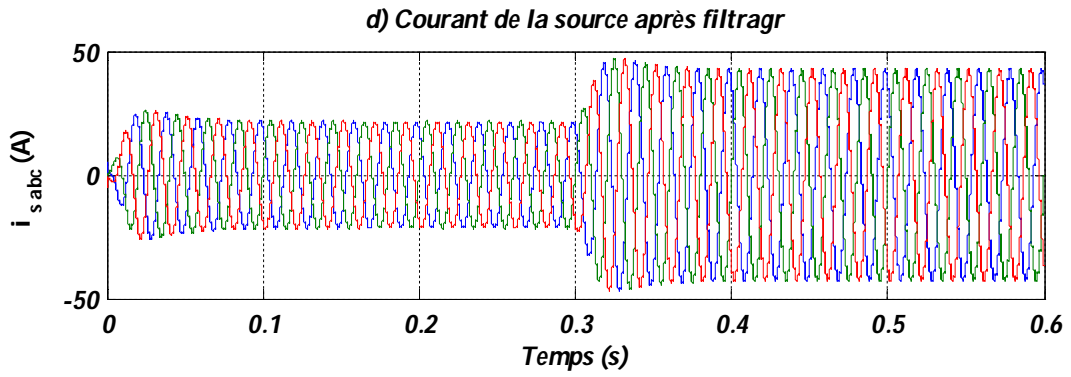


Fig. IV.12 Performances du filtre actif (a) Courants de la charge (b) spectre de courant du charge, (c) Courants et tensions de source de trois phases après filtrage, (d) courants du source après filtrage

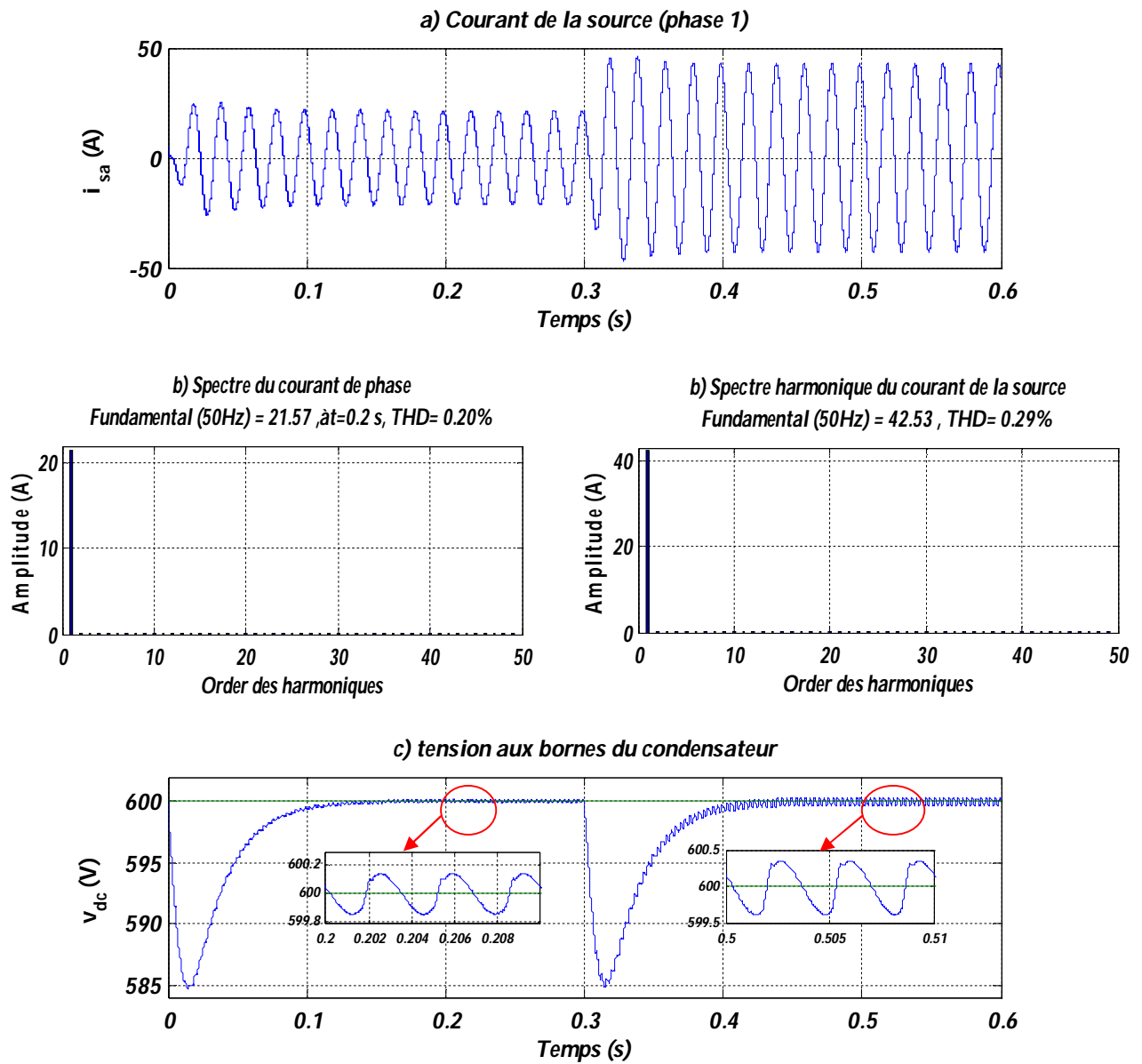


Fig. IV.13 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5\text{KHz}$ ), (a) courant du source, (b) spectre du courant, (c) la tension aux bornes du condensateur

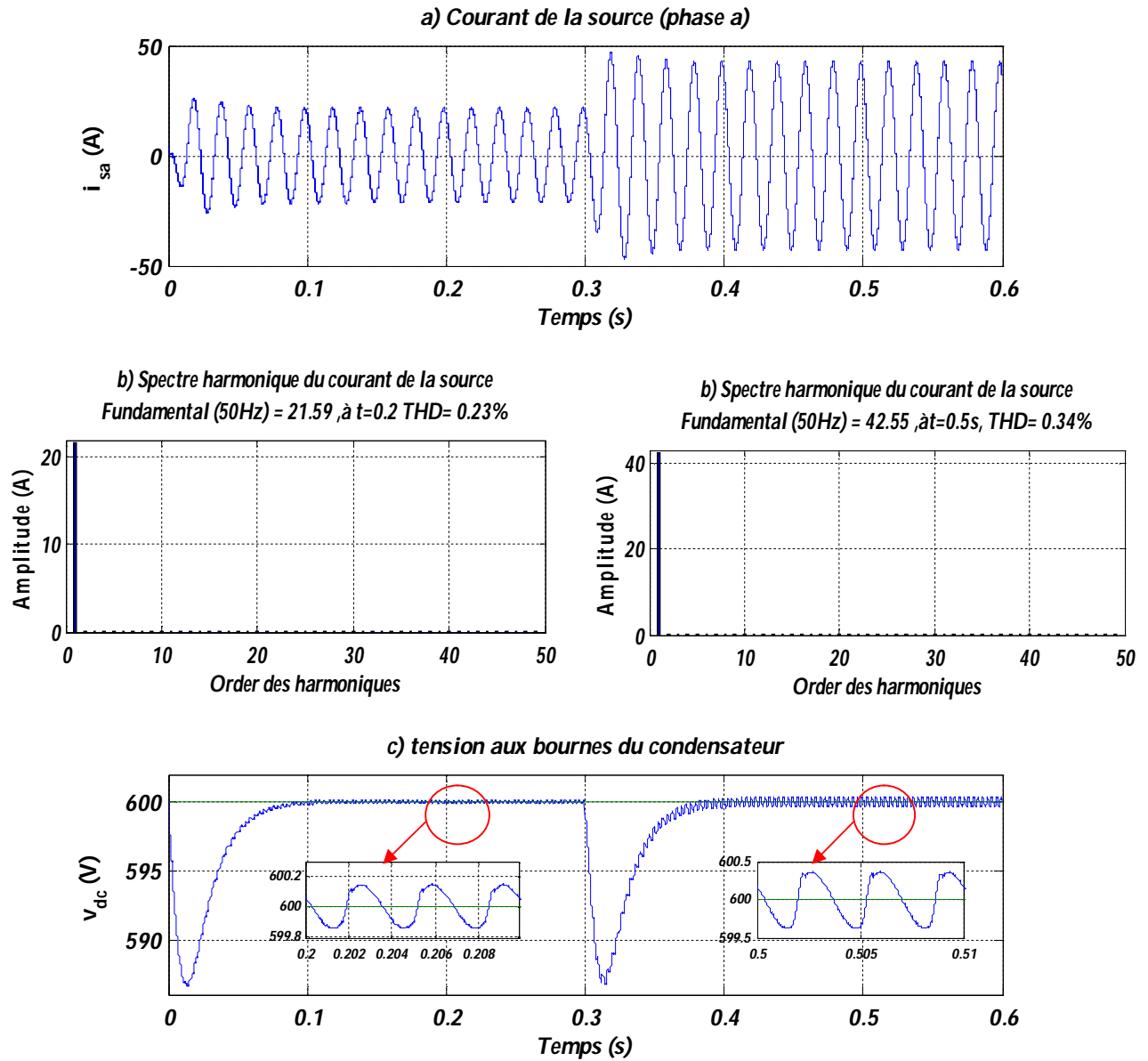


Fig. IV.14 Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10KHz$ ), a) courant du source ,b) spectre du courant, c) la tension aux bornes du condensateur

#### IV.5.4.2 Commande directe par mode glissant dans le repère stationnaire

Le schéma de cette commande est représenté par la figure (IV.15), et le modèle du FAP est donné par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}C_{dc}} \\ \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{\alpha} + \frac{v_{f\alpha} - v_{s\alpha}}{L_f} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{\beta} + \frac{v_{f\beta} - v_{s\beta}}{L_f} \end{cases} \quad (IV.33)$$

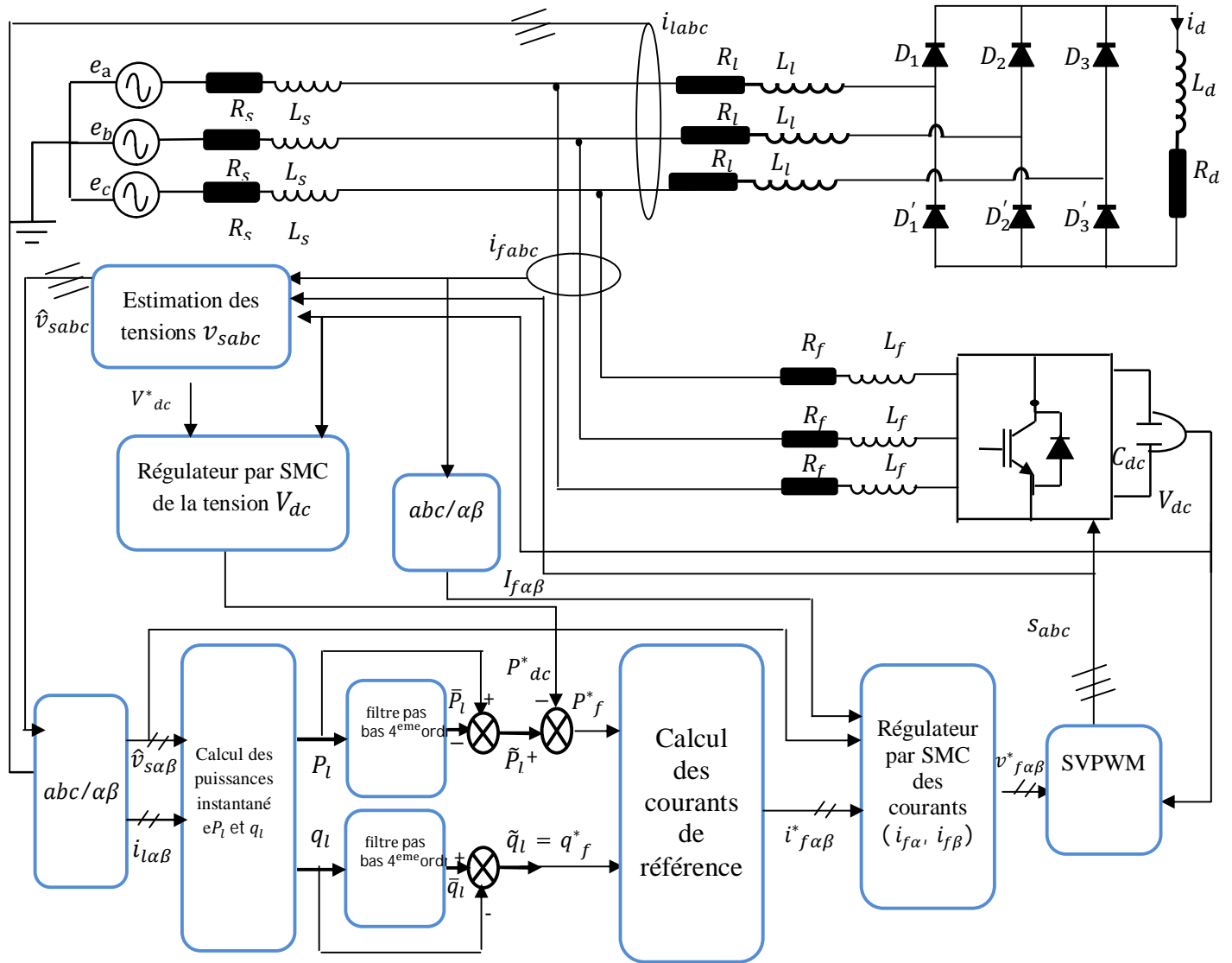


Fig. IV.15 Commande directe par mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère stationnaire

#### IV.5.4.2.1 Synthèse des régulateurs

Pour commander le filtre actif, le système (IV.31) est subdivisé en trois sous systèmes définis par :

##### Sous-système 1 :

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

$$\frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{v_{f\alpha}^* - v_{s\alpha}}{L_f} \tag{IV. 32}$$

##### Sous-système 2 :

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

$$\frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{v_{f\beta}^* - v_{s\beta}}{L_f} \tag{IV. 33}$$

**Sous-système 3 :**

Il est défini par sa commande  $P^*_{dc}$  et sa variable d'état  $V_{dc}$  il est défini par :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P^*_{dc}}{V_{dc}C_{dc}} \quad (\text{IV. 34})$$

- **Régulateur du courant  $i_{f\alpha}$**

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

$$e(i_{f\alpha}) = i^*_{f\alpha} - i_{f\alpha} \quad (\text{IV. 35})$$

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

$$s(i_{f\alpha}) = k_1 e(i_{f\alpha}) + k_{i1} \int e(i_{f\alpha}) dt \quad (\text{IV. 36})$$

**Dérivation de la commande équivalente**

Durant le mode de glissement, nous avons :

$$\begin{cases} s(i_{f\alpha}) = 0 \\ \dot{s}(i_{f\alpha}) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV. 37})$$

A partir des équations (IV. 35), (IV. 36), (IV. 37), on trouve :

$$\dot{s} = K_1 \left( i^*_{f\alpha} + \frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} - \frac{v^*_{f\alpha}}{L_f} + \frac{v_{s\alpha}}{L_f} \right) + K_{i1} e(i_{f\alpha}) = 0 \quad (\text{IV. 38})$$

La commande équivalente est alors définie par :

$$v^*_{f\alpha\text{éq}} = -L_f \left( -\frac{K_{i1} e(i_{f\alpha})}{K_1} - \frac{v_{s\alpha}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} - i^*_{f\alpha} \right) \quad (\text{IV. 39})$$

**Commande discontinue**

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

$$v^*_{f\alpha n} = U_{max} \text{sgn}(s(i_{f\alpha})) \quad (\text{IV. 40})$$

La commande  $v^*_{f\alpha}$  est donnée par :

$$v^*_{f\alpha} = v^*_{f\alpha\text{éq}} + v^*_{f\alpha n} \quad (\text{IV. 41})$$

- **Régulateur du courant  $i_{f\beta}$**

L'erreur dans ce cas est définie par :

$$e(i_{f\beta}) = i_{f\beta}^* - i_{f\beta} \quad (IV.42)$$

La commande  $v_{fd}$  apparait dans la première dérivée de cette variable, son degré relatif est alors

1. Donc, la surface de glissement est donnée par :

$$s(i_{f\beta}) = k_2 e(i_{f\beta}) + k_{i2} \int e(i_{f\beta}) dt \quad (IV.43)$$

### Dérivation de la commande équivalente

Dans le mode glissant, on a :

$$\dot{s}(i_{f\beta}) = s(i_{f\beta}) = 0 \quad (IV.44)$$

La dérivée de la surface de glissement est alors donnée par :

$$\dot{s} = K_2 \left( i_{f\beta}^* + \frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} - \frac{v_{f\beta}^*}{L_f} + \frac{v_{s\beta}}{L_f} \right) + K_{i2} e(i_{f\beta}) = 0 \quad (IV.45)$$

D'où, on peut définir la commande équivalente par :

$$v_{f\beta\text{éq}}^* = -L_f \left( -\frac{K_{i2} e(i_{f\beta})}{K_2} - \frac{v_{s\beta}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} - i_{f\beta}^* \right) \quad (IV.46)$$

### Commande discontinue

Lorsque le courant  $i_{f\beta}$  n'est pas sur la surface de glissement, la commande discontinue tire ce courant vers la surface des deux côtés. Cette commande est définie par :

$$v_{f\beta n}^* = U_{max} \text{sgn}(s(i_{f\beta})) \quad (IV.47)$$

La commande  $v_{f\beta}^*$  est donnée par :

$$v_{f\beta}^* = v_{f\beta\text{éq}}^* + v_{f\beta n}^* \quad (IV.48)$$

- **Régulateur de la tension continue  $V_{dc}$**

Le régulateur de la tension continue est semblable à celui utilisé dans le paragraphe (IV.9.1.1.3), la commande est donnée par :

$$u_v = P_{dc}^* = c_2 x_3 y_1 + c_3 x_4 y_2 \quad (IV.49)$$

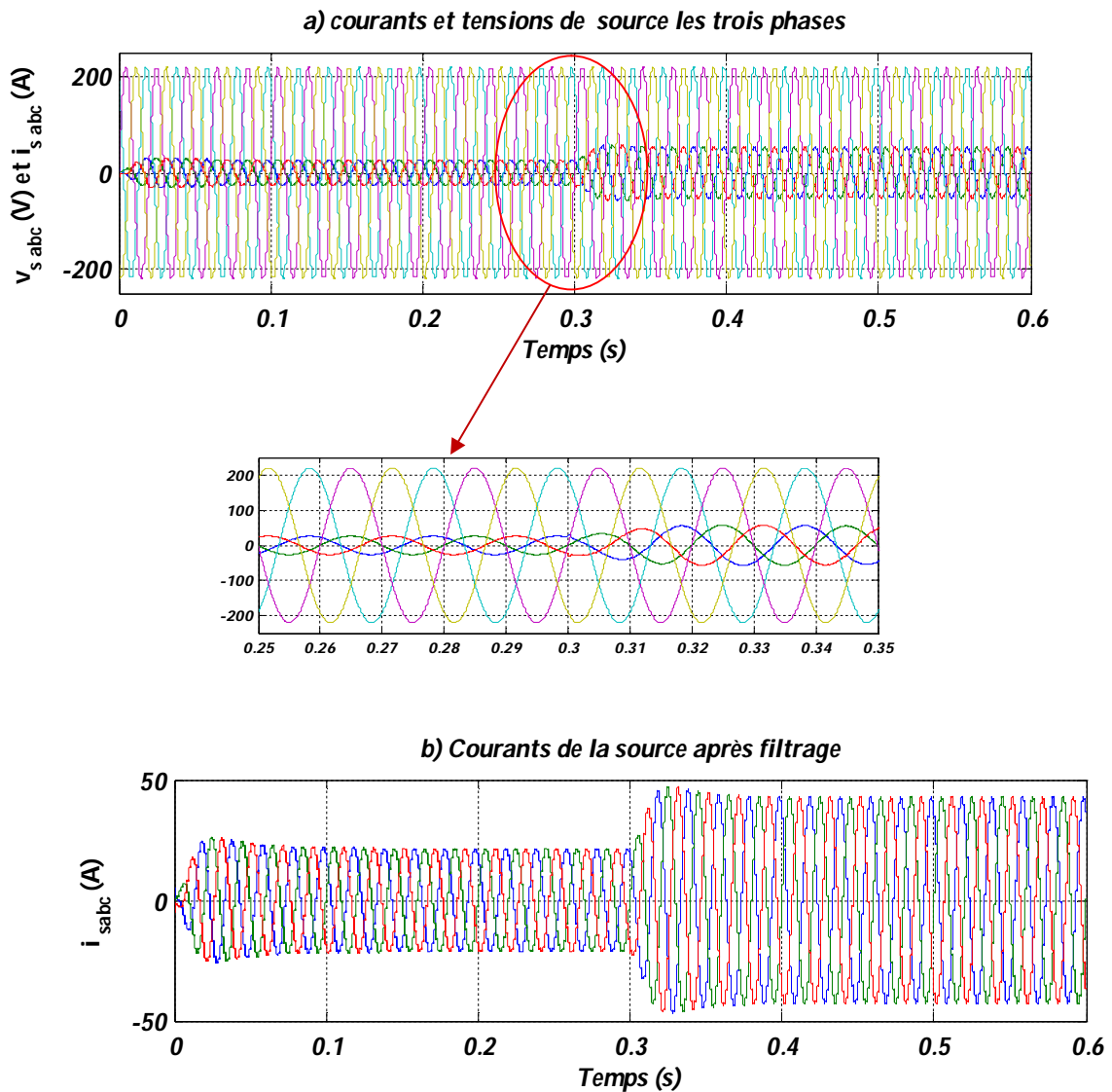
#### IV.5.4.2.2 Résultats de simulation

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

- La fréquence de commutation dans la commande par  $MLI = 5000\text{Hz}$  et par  $MLI$  vectorielle est fixée à  $10\text{ kHz}$
- La référence de la tension continue est fixée à  $600\text{V}$ .
- Pour montrer l'effet d'une variation de la charge polluante sur les performances du filtre, une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à  $t=0.3\text{s}$ .

Pour la simulation, nous avons choisis les paramètres suivants :

$$K_1 = K_2 = 5.10^8; K_{i1} = K_{i2} = 5.10^5; U_{d,qmax} = 500; c_1 = 0.4; c_2 = 5.10^{-5}; c_i = 100; c_k = 10^4$$





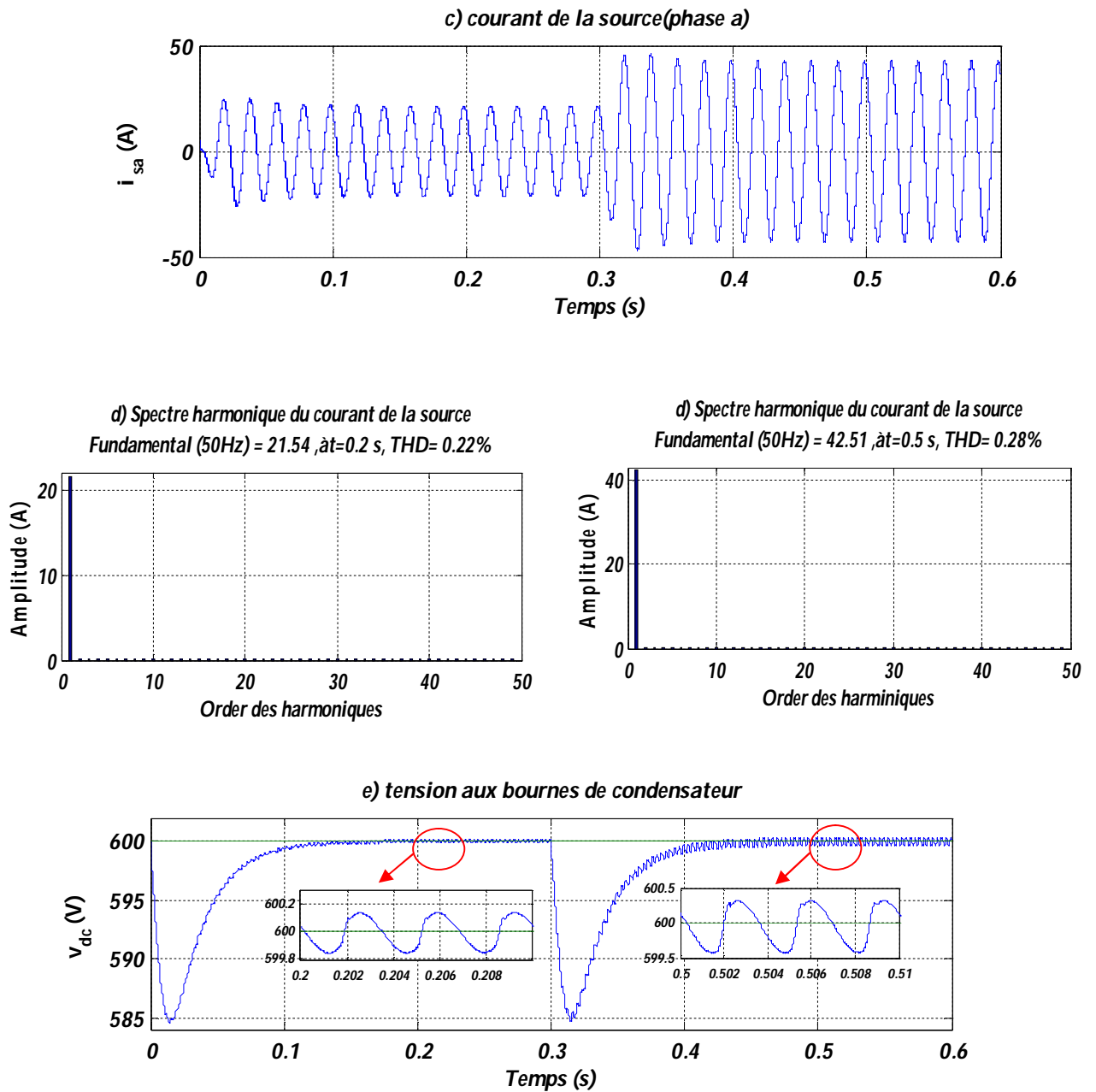
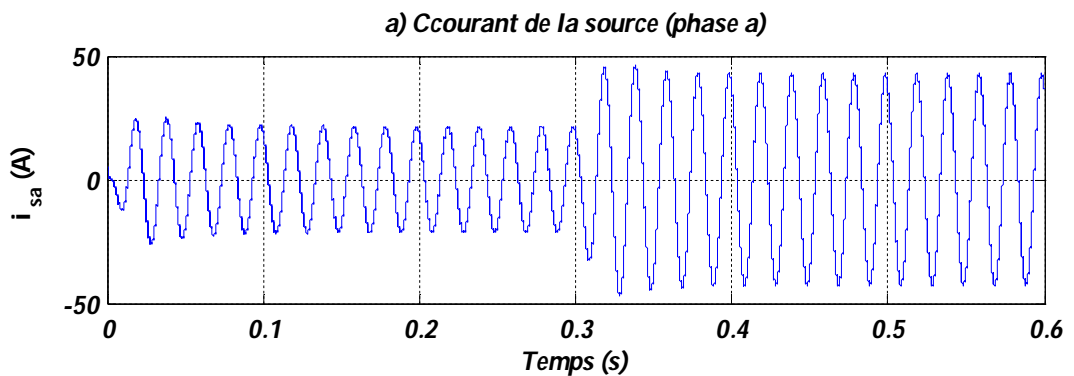


Fig. IV.16 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5KHz$ ), (a) Courants et tensions de source de trois phases après filtrage (b) courants du source après filtrage, (c) courants du source, (d) spectre de courant du source, (e) tension aux bornes de condensateur



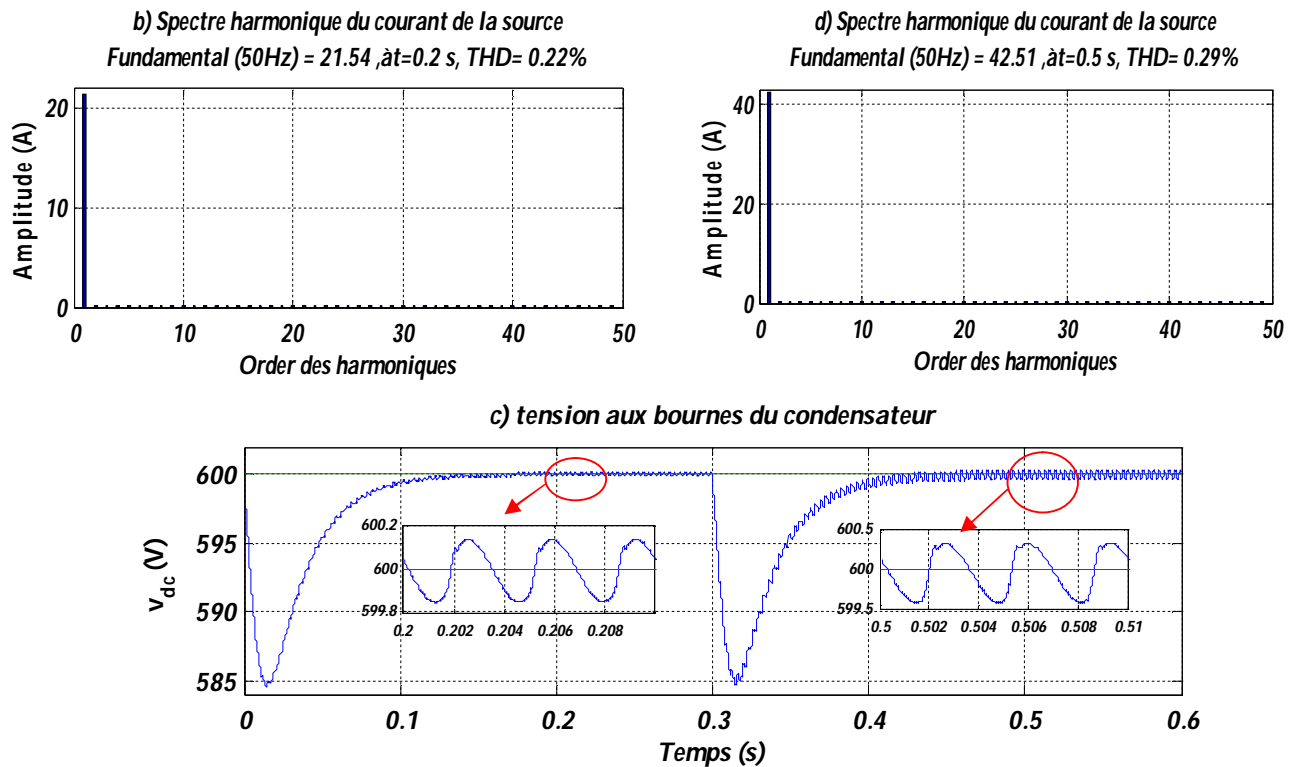


Fig. IV.17 Commande de l'onduleur par *MLI* vectorielle ( $f_{com} = 10\text{KHz}$ ), a) courant du source, b) spectre du courant, c) la tension aux bornes du condensateur

#### IV.5.4.2.3 Interprétations des résultats

Les figures (IV.16, c et IV.17, a) représentent le courant de la source après le filtrage. Ce courant est sinusoïdal dans les deux cas : la commande de l'onduleur par *MLI* et *MLI* vectorielle. Il passe par un régime transitoire de 0.1s avant qu'il reprenne son régime permanent lors de la variation de la charge.

Les figures (IV.16, d et IV.17, b) représentent les spectres harmoniques du courant de la source. La commande par mode glissant dans le repère stationnaire avec la commande *MLI* et *MLI* vectorielle donne un THD de 0.22% avant le changement de la charge et 0.29% après son changement.

La tension aux bornes du condensateur illustrée par les figures (IV.16, e et IV.17, c) montrent l'efficacité du régulateur par mode glissement de la tension continue. Cette dernière suit parfaitement sa référence avec une ondulation maximale inférieure à 0.8V autour de cette référence. .

#### IV.5.4.3 Commande direct cascadée PI-mode glissant dans le repère synchrone

Dans cette partie, nous utilisons un régulateur PI pour la régulation de la tension continue avec des régulateurs par mode glissant pour les courants du filtre actif. Le schéma de cette commande est présenté par la figure (IV.18).

Le régulateur de la tension continue est similaire à celui utilisée dans le paragraphe (III.5.5.2) Les régulateurs des courants du filtre  $i_{fd}$ ,  $i_{fq}$  sont les mêmes régulateurs calculés dans le paragraphe (IV.9.1.1.2).

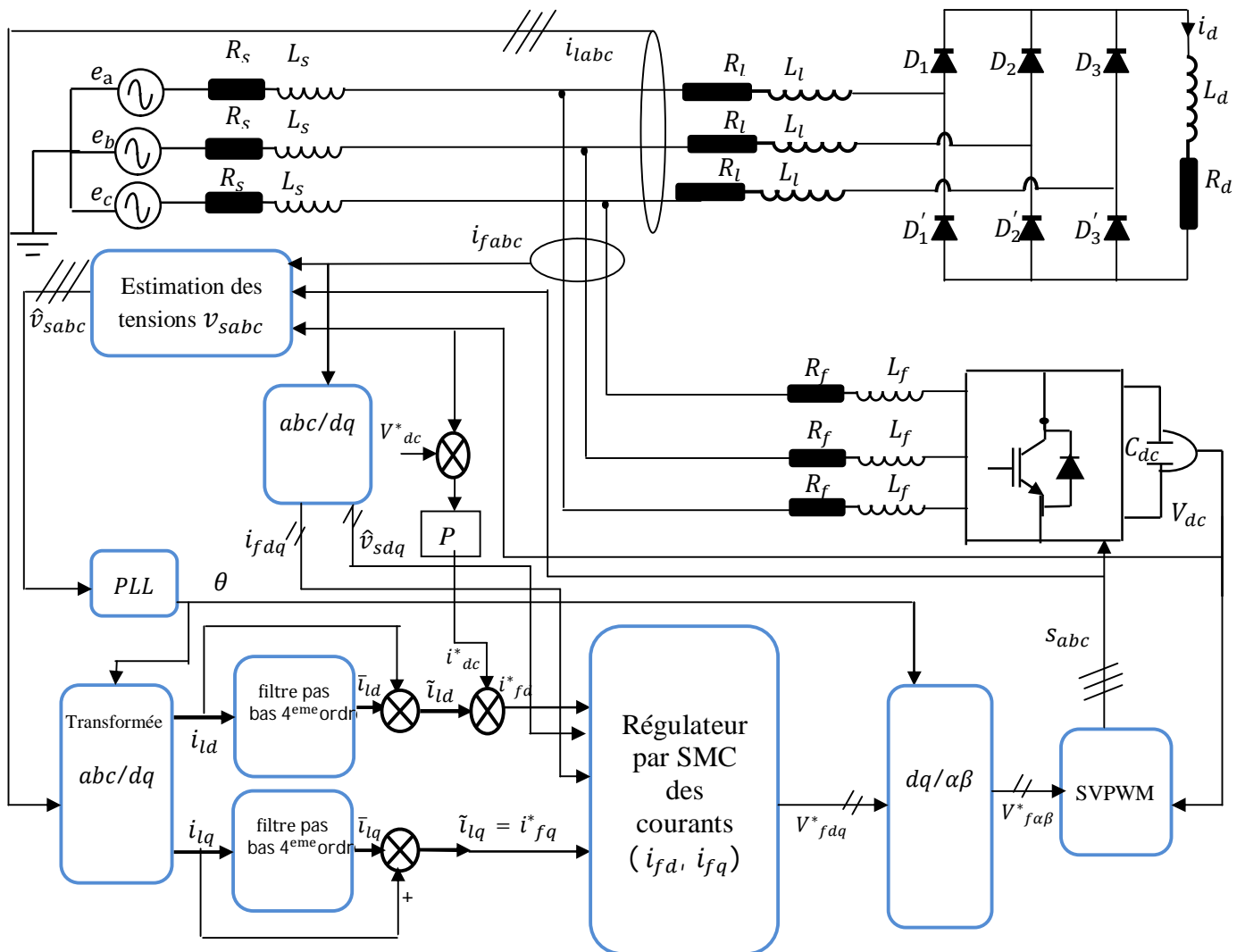


Fig. IV.18 Commande directe cascadee PI-mode glissant d'un filtre actif Parallele dans le repere synchrone

**IV.5.4.3.1 Résultats de simulation**

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

- La fréquence de commutation dans la commande par *MLI* = 5000Hz et par *MLI* vectorielle est fixée à 10 kHz
- La référence de la tension continue est fixée à 900V.
- une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à t=0.3s.
- la fréquence de coupure du régulateur de la tension continue est  $f_c = 20Hz$

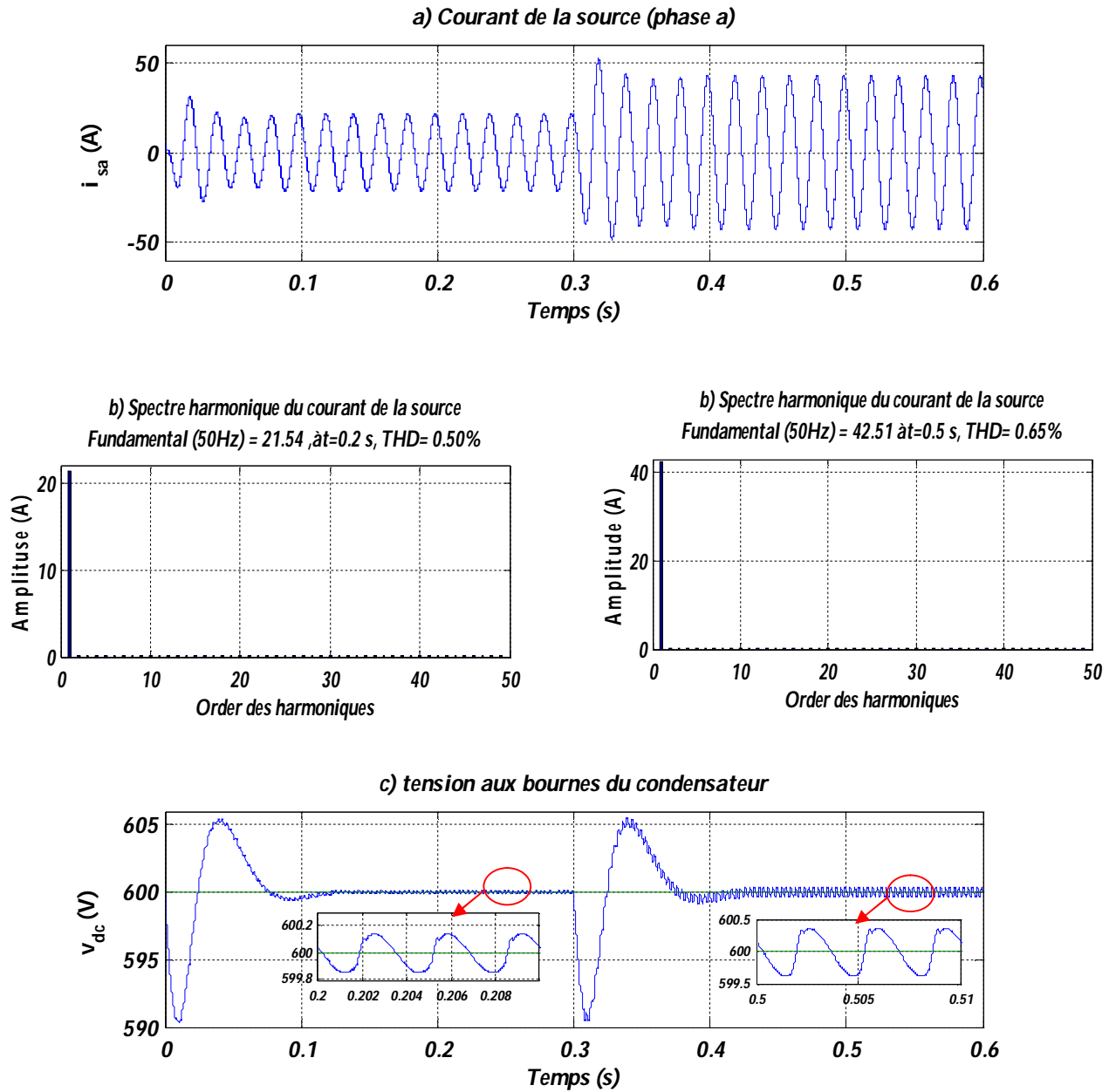
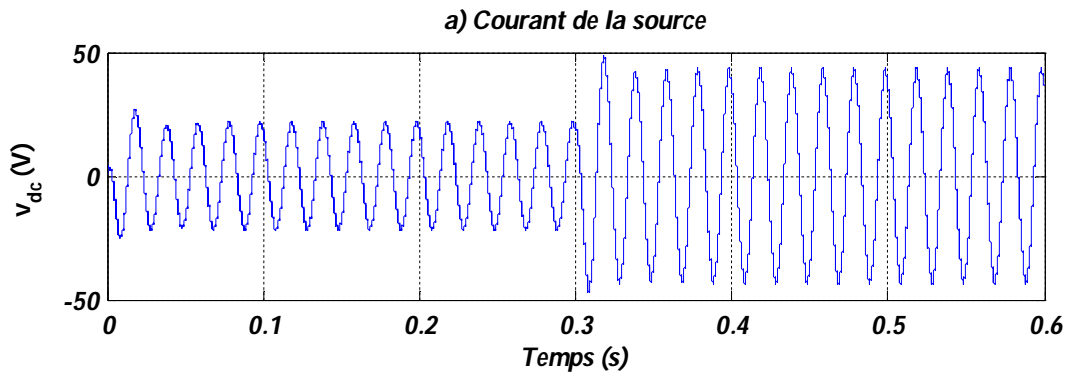


Fig. IV.19 Commande de l'onduleur par MLI ( $f_{com} = 5KHz$ ), (a) courant du source phase a , (b) spectre de courant du source ,c) tension aux bornes de condensateur



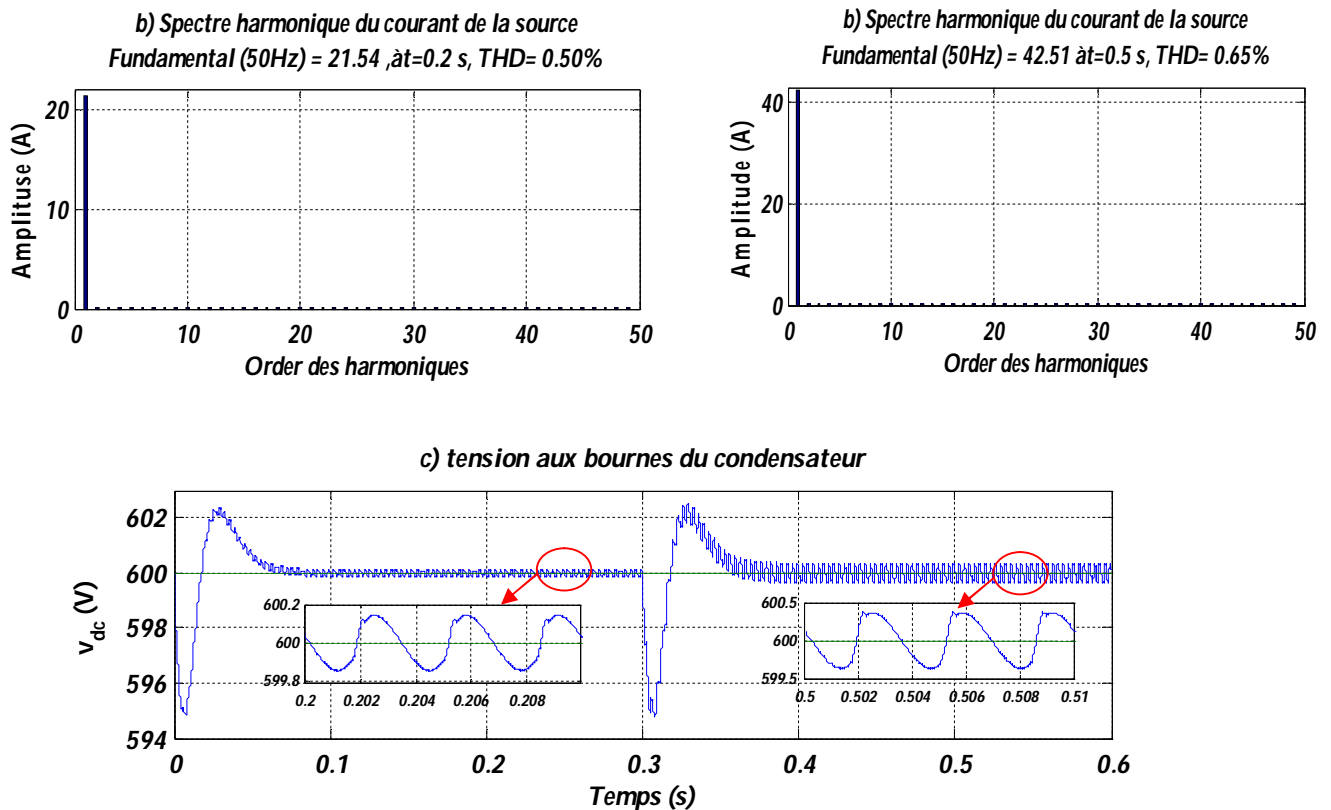


Fig. IV.20 Commande de l'onduleur par MLI vectorielle ( $f_{com} = 10\text{KHz}$ ), a) courant du source phase a, b) spectre de courant de la source, c) tension aux bornes de condensateur

#### IV.5.4.3.2 Interprétations des résultats

Les figures (IV.19, a et IV.20, a) représentent le courant filtré de la source. Lors de la variation de la charge, ce courant passe par un transitoire de 0.08s avant qu'il reprenne sa forme en régime permanent.

Les spectres harmoniques du courant de la source représenté par les figures (IV.19, b et IV.20, b) montrent que le THD obtenu par un FPB est de 0.5% avant la variation de la charge et 0.65% après cette variation. Ces valeurs sont légèrement supérieures à celles obtenues en utilisant un régulateur par mode glissant pour la tension continue. Contrairement, la tension continue représentée par les figures (IV.19, c et IV.20, c) montre que la régulation de cette tension par un PI offre un régime transitoire inférieur à 0.8s avec un dépassement maximal de 2% lors de la variation de la charge. L'erreur statique est nulle avec une ondulation toujours inférieure à 0.8V dans le régime permanent.

#### IV.5.4.4 Commande directe cascadée PI-mode glissant dans le repère stationnaire

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (IV.21). Le régulateur par mode glissant de la tension continue utilisée dans le paragraphe (IV.9.1.2.4) est remplacé par un régulateur

PI. Ce régulateur est similaire à celui utilisé dans le paragraphe (III.5.1.2.1). Les expressions trouvées dans cette paragraphe pour la commande sont données par :

$$v_{f\alpha}^* = -L_f \left( -\frac{K_{i1} e(i_{f\alpha})}{K_1} - \frac{v_{s\alpha}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} - \dot{i}_{f\alpha}^* \right) + U_{max} \text{sgn} \left( s(i_{f\alpha}) \right) \quad (IV.50)$$

$$v_{f\beta}^* = -L_f \left( -\frac{K_{i2} e(i_{f\beta})}{K_2} - \frac{v_{s\beta}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} - \dot{i}_{f\beta}^* \right) + U_{max} \text{sgn} \left( s(i_{f\beta}) \right) \quad (IV.51)$$

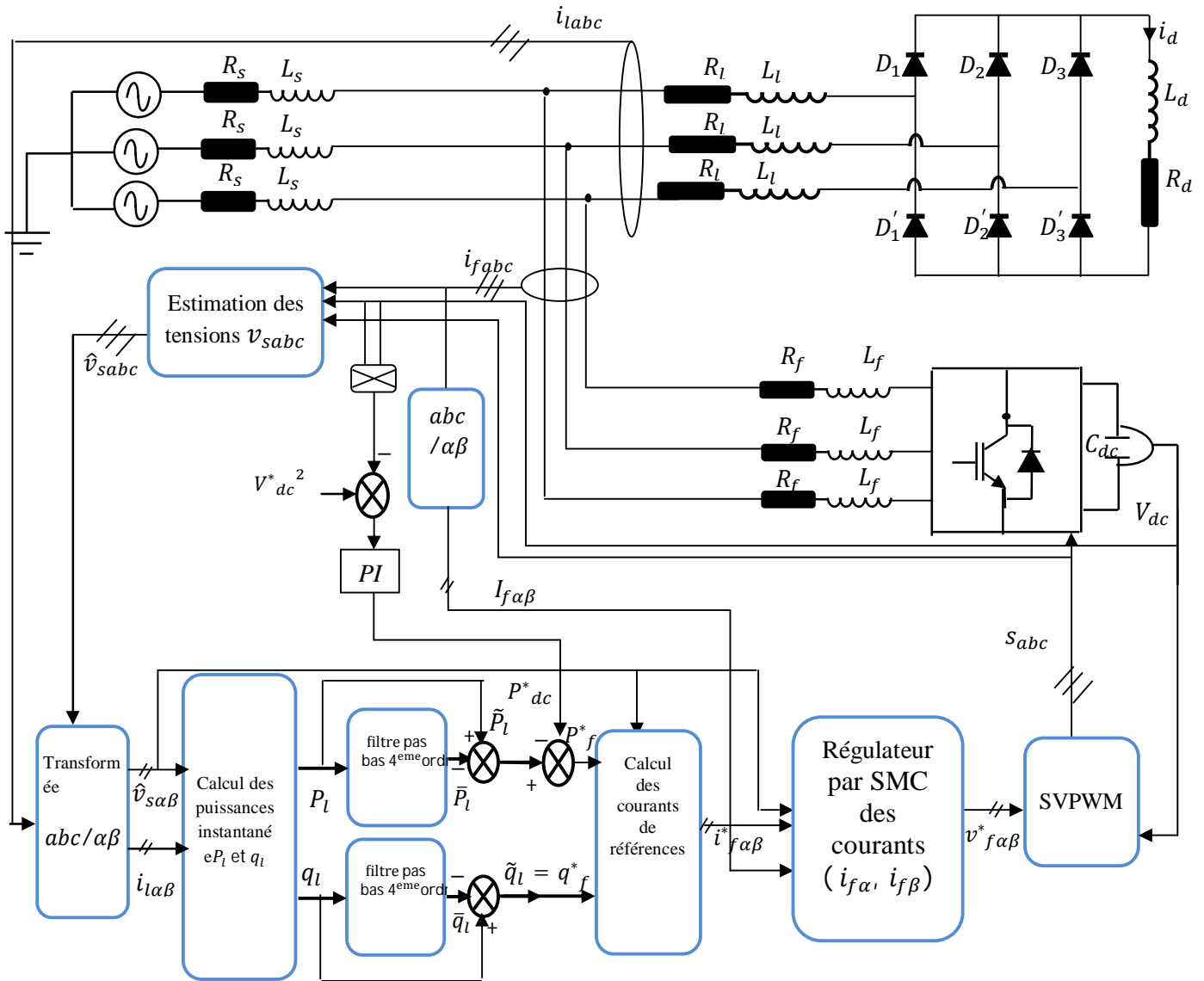


Fig. IV.21 Commande directe cascadée PI-mode glissant d'un filtre actif parallèle dans le repère stationnaire

#### IV.5.4.4.1 Résultats de simulation

La simulation de la commande directe par mode glissant dans le repère synchrone avec un régulateur PI de la tension continue a été réalisée sous les conditions suivantes :

- La fréquence de commutation dans la commande par *MLI* = 5000Hz et par *MLI* vectorielle est fixée à 10 kHz
- La référence de la tension continue est fixée à 900V.
- Pour montrer l'effet d'une variation de la charge polluante sur les performances du filtre, une diminution de la résistance de charge du redresseur est effectuée à  $t=0.3s$ .

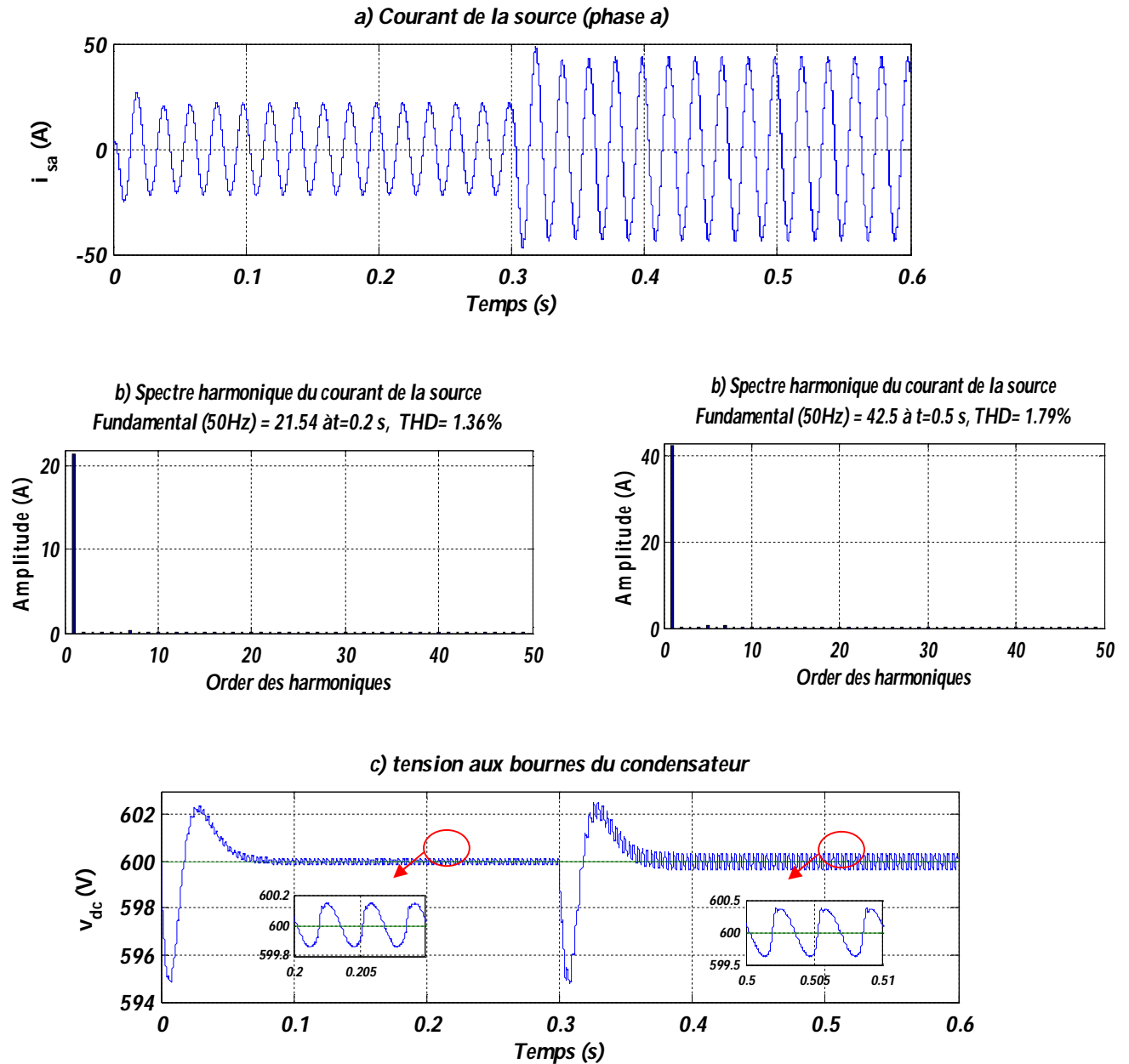


Fig. IV.22 Commande de l'onduleur par *MLI* ( $f_{com} = 5KHz$ ), (a) courant du source phase a , (b) spectre de courant du source ,c) tension aux bornes de condensateur

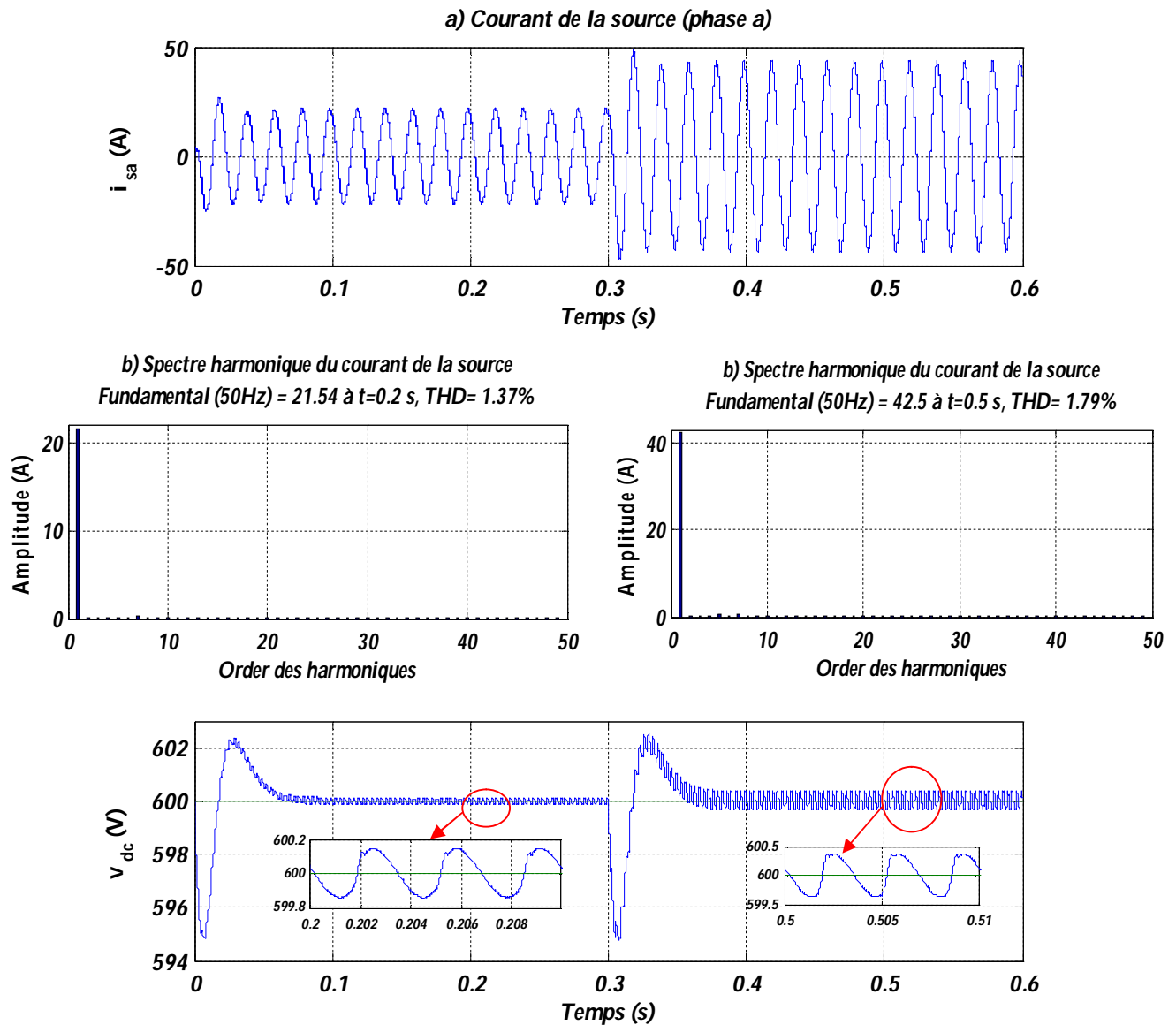


Fig. IV.23 Commande de l'onduleur par *MLI* vectorielle ( $f_{com} = 10\text{KHz}$ ), *a*) courant du source phase a, *b*) spectre de courant de la source, *c*) tension aux bornes de condensateur

#### IV.5.4.4.2 Interprétations des résultats

Les figures (IV.22, a et IV.23, 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. Les spectres harmoniques du courant de la source représenté par les figures (IV.22, b et IV.23, b) Le FPB offre un THD de 1.36% (la commande par *MLI*) et 1.37% (la commande par *MLI* vectorielle) avant la variation de la charge, cette valeur diminue jusqu'à 1.21% après la variation de la charge.

Les figures (IV.22, c et IV.23, c) représentent la tension du condensateur lors de la variation de la charge continue. On remarque que la tension continue suit parfaitement sa référence avec un



dépassement maximal de 2.1% de sa référence. Une ondulation maximale inférieure à 0.8V autour de la tension de référence est observée dans le régime permanent. Le temps de réponse lors d'une variation de la charge est inférieur à 0.8s

#### **IV.6 CONCLUSION**

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

La commande directe a été basée sur la méthode des puissances active et réactive instantanées, la méthode de repère synchrone et le filtre FPB pour l'extraction des courants harmoniques de la charge polluante.

Dans la commande directe un régulateur PI a été utilisé pour la régulation de la tension continue.

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

*CONCLUSION*  
*GÉNÉRAL*

# Conclusion générale

L'étude bibliographique montre que les filtres actifs parallèles représentent une solution efficace pour la compensation des harmoniques engendrés par les courants harmoniques.

Dans cette perspective, ce mémoire a été consacré à l'étude des différentes stratégies destinées à la commande du filtre actif parallèle. Les performances du filtre actif dépendent non seulement du dimensionnement de son circuit de puissance, mais aussi du type de commande utilisée pour le contrôle de ses courants. L'extraction des courants harmoniques a été principalement basée sur la méthode trigonométrique (méthode tri-monophasée), méthode des puissances instantanées, la méthode de détection synchrone et la méthode basée sur le principe du courant actif.

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

Cette mémoire à été présentée la structure directe de commande du filtre actif parallèle permet de réguler les courants du filtre actif

Des régulateurs de type PI dans les repères triphasé, synchrone et stationnaire ont été étudiés. Du fait de sa structure simple, le PI est largement utilisé dans la commande du filtre actif. Les résultats de simulation montrent qu'il offre des performances satisfaisantes.

Afin d'améliorer les performances du filtre actif parallèle présenté dans ce mémoire, l'application la méthode non-linéaire dans la commande du filtre actif parallèle a été consacré à l'étude de la méthode de commande par mode glissant. Cette méthode de commande a prouvé son efficacité dans la commande du filtre actif parallèle en offrant de bons résultats du THD du courant côté source.

Cette méthode a été introduite avec la structure de commande directe dans les deux repères synchrone et stationnaire.

La méthode de commande non-linéaire étudiée dans ce mémoire ont montré leurs hautes performances dans la commande du filtre actif parallèle et la diminution du taux de distorsion harmonique.

Comme perspectives, ce travail peut être étendu aux points suivants :

- Utilisation des méthodes modernes d'extraction telle que le filtre de kalman et les réseaux de neurones, méthode des Ondelettes ;
- Extension de cette étude vers les autres filtres actifs ;
- Utilisation des méthodes de commande non-linéaires adaptatives.

# *BIBLIOGRAPHIE*

# REFERENCES

- [1] :BELHAOUCHET Nouri «*Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées*» Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie, thèse de Doctorat en Sciences Option : Machines Electriques et leurs Commandes Université ferhat abbas – setif, 2011.
- [2] : Alali Mohamed Alaa Edin, «*Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques*», Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Louis Pasteur ULP, (France) 2002.
- [3] :CHAOUI Abdelmadjid «*Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*», thèse de doctorat L'université de setif, 2010.
- [4] : Amaia Lopez de Heredia Bermeo, «*Commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la moyenne tension*», Thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, (France) 2006.
- [5] : NEKKAR Djamel «*Contribution à l'Etude des Stratégies de Commande des Filtrés Actifs Triphasés*», Mémoire de Magister, Université Mohamed Chérif Messaadia de Souk-Ahras, 2014.
- [6] :S.TADJER, i.habi «*problématiques et identification des perturbations harmoniques dans un réseau basse tension*», Laboratoire de la recherche sur l'électrification des entreprises industrielles Faculté des Hydrocarbures et de la chimie-Université M'Hamed Bougara
- [7] : TALBI Asma «*Évaluation de l'influence de la présence des harmoniques sur la qualité de l'énergie électrique dans les noeuds à charge non-linéaire du réseau électrique*», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2013.
- [08] : h. djeghloud, « *Filtrage Actif de Puissance* », Thèse de doctorat, Université de Mentouri-Constantine, p. 3, 2007.
- [9] :SAHLI Abdeslem «*Filtrage actif et contrôle de puissances : application aux systèmes photovoltaïque interconnectés au réseau*», Mémoire de Magister, Université ferhat abbas – setif, 2012.
- [10] :KEBIRI Samia «*Modélisation et simulation d'un filtre actif multi niveau*», Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2009.
- [11] :ROUABAH Boubakeur «*Commande d'un Convertisseur Multicellulaire Pour une Application de Filtrage Actif*», Mémoire de Magister, Université ferhat abbas – setif-1, 2012.
- [12] :Bouzidi Mansour «*Stratégies de contrôle direct de puissance associées des commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle multiniveaux* », Mémoire de Magister, Université Djilali Liabes de sidi-bel-Abbes.
- [13] :A. HAMADI, « *Contribution à l'Etude des Filtrés Hybrides de Puissance Utilisés pour Améliorer la Qualité de l'Energie dans le Réseau Electrique de Distribution* », Thèse de doctorat, Ecole de Technologie Supérieure-Québec, Canada, 2010.

- [14] :Mustapha Sarra «*contribution a l'étude des filtres actifs hybrides*», thèse de Doctorat en sciences, L'université de setif.
- [15]: A. HAMIDI, S. RAHMANI and K. AI-HADDAD, « *Fellow, A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power* », IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, 2009
- [16] : H. Farid, « *Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils* », Thèse de Magister, Université de Batna, 2008.
- [17] :A. ELMITWALLY et A. S. ABDELKADER, « *Neural Network Controlled Three-Phase Four*»
- [18]:Seyed Hossein Hosseini, Tohid Nouri and Mehran Sabahi «*A Novel Hybrid Active Filter for Power Quality Improvement and Neutral Current Cancellation*», Electrical Engineering department, Seraj Higher Education Institute, Tabriz, Iran, Downloaded on May 27,2010 at 01:24:26 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.
- [19]:Surya Prakash Singh, Student Member, IEEE and Dr.Ramesh Kumar Tripathi, Member, IEEE «*Modern Trend in Active Power Conditioning*», Surya Prakash Singh, Research Scholar, Electrical Engg. Department, Motilal Nehru National Institute of Technology, Allahabad (U.P.)-211004, INDIA.
- [20] :G. ESCOBAR et G. A. A. VALDEZ, « *A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter With Compensation of the Neutral Line Current* », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22. n° 6, p. 2261-2270, 2007.
- [21] :MESBAHI Nadhir «*Contribution à l'Etude des Performances des Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de Distribution*», thèse de Doctorat en sciences, Université badji mokhtar annaba, 2014.
- [22] : 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.
- [23] :BERGERAS François «*Etude de nouvelles structures de filtres actifs intégrées en Hyperfréquences*», thèse de Doctorat de l'université de limoges, Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes", Université de limoges, 2010.
- [24] :DZOUND Naoussi «*Implantation de réseaux neuromimétiques sur cible FPGA*», Application a l'intégration d'un système de filtre actif, Thèse en cotutelle, Université de Strasbourg, 2011.
- [25] :C. Sharmeela, M. R. Mohan, G. Uma, J. Baskaran et A.C. College, «*Fuzzy Logic Controller Based Three-Phase Shunt Active Filter for Line Harmonics Reduction*», Univ Anna, Vol. 3, No. 2, 2007, pp. 76-80.
- [26] : D. O. Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, Y. Chapuis et D. Flieller, «*Stratégie Neuromimétique d'Identification et de Commande d'un Filtre Actif Parallèle*», Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), Vol. 9, No. 1, 2006, pp. 35-64.
- [27]:BOUKADOUM Aziz, BAHY Tahar «*harmonic current suppression by shunt active power filter using fuzzy logic controller*», Department of Electrical Engineering, University of Tebessa, Algeria, Department of Electrical Engineering, University of Annaba, Algeria, Journal of Theoretical and Applied Information Technology 31st October 2014. Vol. 68 No.3
- [28]:Ma You-jie, Li Sheng-ming, Zhou Xue-song, Tian Cheng-wen «*An Advanced Instantaneous Detection Method for Active Power Filter*», Tianjin University of Technology ,Tianjin Key Laboratory for Control Theory & Applications in Complicated Systems Tianjin 300384,China, 2010 WASE International Conference on Information Engineering.

- [29]:P. Santiprapan and K-L. Areerak «*Performance Improvement of Harmonic Detection using Synchronous Reference Frame Method*», School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology (SUT Nakhon Ratchasima, Thailand, 2010 International Conference on Advances in Energy Engineering
- [30] :E.Gholipour Shahraki, « *Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques* », Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy I octobre 2003.
- [31] :CHENNAI Salim «*Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs*», Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle, thèse de Doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra, 2013.
- [32] :Benaissa Amar «*Intégration des UPS dans le système de compensation des perturbations harmoniques pour une charge critique*», thèse de Doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [33] : F. Henri et T. Meynard, «Onduleur de Tension», Technique d'Ingénieur, D 3176.
- [34] : A. Sahbani, M. Labben-Ben Braiek, M. A.Dami et M. Jemli, «Commande d'un Filtre Actif Triphasé Shunt par la Logique Floue», *3rd International Conference, SETIT, Tunisia*, March 27-31, 2005.
- [35] :N. Hamouda, H. Benalla & K.E Hemsas «*L'impact d'une Charge Fortement Capacitive Sur la Qualité du Filtrage d'un FAP Contrôlé Par un Filtre Multi-Variable Hautement Sélectif*», Laboratoire D'électrotechnique Université Mentouri Route d'Ain El Bey, Constantine, ALGERIE *Revue des Sciences et de la Technologie - RST- Volume 5 N°1 / janvier 2014*.
- [36]:Yie-Tone Chen and Kuo-Hsien Liu «*Analysis and Implementation of a Simplified Optimized Space Vector Modulation Strategy for Multilevel Inverter Based on the Equivalent Inverter*», Department of Electrical Engineering National Yunlin University of Science and Technology Touliu, Yunlin, Taiwan 640, R.O.C, Downloaded on May 26,2010 at 11:53:46 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.
- [37] :M.Habab, M.Haidas, C.Benaïchiba, O. Abdkhalek, C.Benoudjafer «*Etude comparative de la commande d'un UPQC PI classique/Intelligente logique floue*», université de bechar, *Journal of Scientific Research* N° 0 vol. 2 (2010).
- [38] :N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla «*Etude comparative des techniques de filtrage actif sélectif par référentiel synchrone de Park d-q et approche FMV*», Laboratoire d'Automatique de Sétif (LAS), Université Ferhat Abbas Sétif-1, Route de Béjaïa, sétif, Algérie Laboratoire D'électrotechnique Université Constantine1, Algérie, *MJMS* 01 (2014) 089–098
- [39] :Brahim Berbaoui, Samira Dib, Brahim Ferdi «*Amélioration de la qualité d'énergie basée sur la performance d'un filtre actif série commandé à base DE système PLL*», Manuscript received May 9, 2013.
- [40]: Wang Li-ping «*A Three-phase Active Power Filter Based on the Space Vector Theory*», Gansu Electric Power Design Institute, Lanzhou, Gansu Province, China, The 5th International Conference on Computer Science & Education Hefei, China. August 24–27, 2010.
- [41]: Jin-seok oh, sun-ho jin, jong-ho lee «*fast space vector modulation without NTV Identification for multilevel inverters*», korea maritime University division of mechatronics engineering, May 26,2010 at 12:13:29 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.
- [42]; J.I.Leon, R.Portillo, L.G.Franquelo, S.Vazquez, J.M.Carrasco and E.Dominguez «*New Space Vector Modulation Technique for Single-Phase Multilevel Converters*», Electronic Engineering Department University of Seville Seville, SPAIN, May 26,2010 at 11:48:50 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.



- [43]: J. I. Leon, Member, IEEE, S. Vazquez, Member, IEEE, J. A. Sanchez, R. Portillo, Member, IEEE, L. G. Franquelo, Fellow Member, J. M. Carrasco, Member, IEEE and E. Dominguez, Member, IEEE «*Conventional Space-Vector Modulation Techniques versus the Single-Phase Modulator for Multilevel Converters*», Downloaded on May 26, 2010 at 12:05:54 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.
- [44]: John Vodden, Pat Wheeler and Jon Clare «*DC Link Balancing and Ripple Compensation for a Cascaded-H Bridge using Space Vector Modulation*», Department of Electrical and Electronic Engineering University of Nottingham United Kingdom, 978-1-4244-2893-9/09©2009 IEEE.
- [45]: H.A. Hotait A.M. Massoud S.J. Finney B.W. Williams «*Capacitor voltage balancing using redundant states of space vector modulation for five-level diode clamped inverters*», Department of Electronic and Electrical Engineering, Strathclyde University, Glasgow, UK, Electrical Department, College of Engineering, Qatar University, Doha, Qatar, IET Power Electron., 2010, Vol. 3, Iss. 2, pp. 292–313 & The Institution of Engineering and Technology 2010 doi: 10.1049/iet-pel.2008.0327.
- [46]: S. H. Hosseini & K. Zare «*an efficient a-b-c reference frame-based algorithm in an active power filter for reactive power compensation under unbalanced conditions* », Electrical Engineering Department, Azad University of Tabriz, 51579-1655, Tabriz, Iran
- [47]: Chennai Salim and Benchouia Mohamed Toufik «*Three-level (NPC) Shunt Active Power Filter Performances based on Fuzzy Controller for Harmonic Currents Compensation under Non-Ideal Voltage Conditions*», Electrical Engineering Department, Birine Nuclear Research Center, Algeria, Laboratory L.G.E.B., Biskra University, Algeria, International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Volume 6, Number 2, June 2014.
- [48]: Emílio F. Couto, Júlio S. Martins, João L. Afonso «*Simulation Results of a Shunt Active Power Filter with Control Based on p-q Theory*», Department of Industrial Electronic University of Minho.
- [49]: M.C. Ben habib, E. Jacquot, S. Saadate «*An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter*», Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), CNRS UMR 7037 B.P. 239, 54506 Vandoeuvre lès Nancy, cedex – France
- [50]: M. A. FNAIECH, F. BETIN, F. FNAIECH, G. A. CAPOLINO, «*Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives* », IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 2006.
- [51]: H. R. Imani JAJARMI, Azah MOHAMED, H. SHAREEF, Subiyanto «*Adaptive interval type2 fuzzy hysteresis-band current-controlled active power filter for power quality improvement*», Department of Electrical, Electronic, and Systems Engineering, Universiti Kebangsaan Malaysia, PRZEGLĄD elektrotechniczny, issn 0033-2097, R. 90 NR 9/2014.
- [52]: Hui Wang, Qingmin Li, Yulei Gong, Yubing Duan «*An Adaptive Sliding Mode Control Methodology Applied to Shunt Active Power Filter*», School of Electrical Engineering Shandong University Jinan, China, Project Supported by the National Natural Science Foundation of China ( 50807033 ) and the Provincial Natural Science Foundation of Shandong(Y2007F57).
- [53]: B. ABDELOUHAB et H. Adel, «*Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule* », PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006
- [54]: 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.
- [55]: H. Amimeur, «*Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement*», Thèse de Magistère, Université de Batna, Mai 2008.

- [56] : 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.
- [57] : D. Ali et D.Tarek, « *Commande par mode de glissement des Pôles d’une machine à induction linéarisée par orientation du flux* », PFE, université de M’sila, 2005.
- [58]: Ilyas Eker et Şule A. Akinal, «*Sliding Mode Control with Integral augmented Sliding Surface : Design and Experimental Application to an Electromechanical System*», Department of Electrical and Electronic Engineering, Univ. Çukurova, No. 90, 2008, pp. 189-197.

**Résumé :**

L'énergie électrique est normalement fournie sous une forme de tension parfaitement sinusoïdale d'amplitude et de fréquence constantes, comme le stipule la norme. Mais de nos jours, à cause de la prolifération de la connexion au réseau des charges non linéaires, telles que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents, ...etc, la situation est devenue très préoccupante car ces charges déforment la tension et génèrent des harmoniques, donc alors la qualité de l'énergie dans les installations électriques se dégrade continuellement.

Le travail présenté dans ce mémoire, consiste à l'étude des perturbations harmoniques et la dépollution du réseau électrique à base de filtre actif parallèle, solution moderne retenue pour la compensation des perturbations en courants harmoniques. Afin d'améliorer les performances de la structure du filtre et de sa commande, un onduleur à deux niveaux et une la commande par mode glissant ont été considérés. Pour chaque partie considérée, une validation par simulation avec le logiciel MATLAB est réalisée.

**Mots-Clés :** Techniques de Commandes, Filtre Actif Parallèle (FAP), Filtre Actif Série (FAS), Qualité de l'Energie, Compensation des Harmoniques Courant et Tension, Convertisseur de Tension.

**Abstract :**

Electrical energy is mainly supplied by a purely sine wave with constant frequency and amplitude, as given by international standards. However, the deployment of nonlinear loads in the grid utility, such as power converters, the situation has becoming worse because this kind of loads lead to a distortion of both current and voltage, causing the decrease of the power factor

The present work, deal with the study of harmonic distortion and active filtering of utility grid by using Active Power Filtering technique.

Active power Filter is considered as a modern solution to compensate perturbation in the grid utility caused by nonlinear loads. In order to improve the performance of the APF structure and its control, a two level inverter, controlled by sliding mode control has been considered. Simulation results obtained in Matlab/simulation environment have given satisfactory results.

**Keywords:** Technical of control, Shunt active filter, Series active filter, power quality, compensate of harmonic current and voltage, converters of voltage.

**ملخص:**

الطاقة الكهربائية تكون على شكل توترات جيبيية تامة بسعة و توتر ثابتين، كما هو منصوص عليه لكن في الوقت الحاضر بسبب اتصال الشبكات الكهربائية بحمولات غير خطية، بما فيها المطبرات، المخفتات، و اجهزة الحاسوب، اجهزة التبريد، او حتى الاضاءة التي تعتمد على انابيب الفلورست... الخ، اصبح الوضع مقلق للغاية بسبب الحمولات التي تشوه التوتر و تقوم بتوليد التيارات التوافقية اذن نوعية الطاقة الكهربائية في الشبكات تتدهور باستمرار

العمل المقدم في هذه الأطروحة يعتمد على دراسة التذبذبات التوافقية و تلوث الشبكات الكهربائية على اساس المرشح الفعال المتوازي حل حديث الذي يعمل على تعويض التيارات التوافقية

من اجل تحسين اداء بنية المرشح الفعال والتحكم فيه عاكس ذات مستويين و التحكم بالانزلاق عدة تجارب تم عرضها في كل جزء من اجل التحقق من النتائج باستعمال برنامج MATLAB

**الكلمات المفتاح :**

تقنيات التحكم، المرشح الفعال المتوازي، المرشح الفعال المتسلسل، نوعية الطاقة، تعويض التيارات و التوترات التوافقية، تحويل التوتر