

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



Université de Batna 2

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique



Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en SCIENCES

Spécialité : Electrotechnique

Option : Réseaux Electriques

Par : Alloui Nada

Thème :

**Contribution à l'amélioration de la qualité  
de l'énergie dans les réseaux électriques  
en utilisant les Filtres Hybrides**

Soutenu le 09/10/2017

Devant le Jury :

|                     |      |                             |            |
|---------------------|------|-----------------------------|------------|
| CHIKI KHALED        | Prof | Université de Batna 2       | Président  |
| FETHA CHERIF        | Prof | Université de Batna 2       | Rapporteur |
| SRAIRI KAMEL        | Prof | Université de Biskra        | Examineur  |
| MAHDAD BELKHASSEM   | Mca  | Université de Biskra        | Examineur  |
| LABED DJAMEL        | Prof | Université de Constantine 1 | Examineur  |
| DEKHINET ABDELKAMEL | Mca  | Université de Batna 2       | Examineur  |

# REMERCIEMENT

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu tout puissant de m'avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce travail.

J'exprime mes sincères remerciements à Mr FETHA CHERIF Professeur à l'université de Batna 2 d'avoir accepté de diriger mon travail et de m'avoir suivi et soutenu durant la réalisation de cette thèse, qu'il trouve ici l'expression de mon plus profond respect et de ma sincère reconnaissance.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur CHIKHI KHALED Professeur à l'Université de Batna 2, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à : Mr SERAIRI KAMEL Professeur à l'université de Biskra, Mr MAHDAD BELKHASSEM Maître de conférence A à l'Université de Biskra, Mr LABED DJAMEL professeur à l'université de Constantine 1 et Mr DEKHINET ABDELKAMEL Maître de conférence A à l'université de Batna 2 d'avoir accepté de juger ce travail.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Mr ABDESSEMED RACHID Professeur à l'université de Batna 2, pour sa disponibilité, son soutien continu et ses précieux conseils.

Je saisis cette occasion pour exprimer ma grande reconnaissance et gratitude à tous ceux qui ont contribué à la réalisation et à l'achèvement de ce travail particulièrement Mr BELKACEM SEBTI Prof à l'université de Batna 2, Mr CHAGHI ABDELAZIZ prof à l'université de Batna 2, Mr NAIT SAID NACREDDINE Prof à l'université de Batna 2, Mr ABDESSEMED YASSINE prof à l'université de Batna 2 et M<sup>me</sup> KOUARA HANANE Maître de conférence B à l'université de Batna 2.

# DEDICACE

- *À la mémoire de mon père et ma mère*
- *À mon mari Kamel*
- *À ma fille kaouther Aridj et mon fils mohamed el-mokhtar*
- *À mes sœurs et frères*
- *À toutes mes amies*
- *À toute ma famille*

# Liste des Figures

# Liste des Figures

---

## Figures du chapitre I

1. Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.
2. charge linéaire
3. charge non linéaire
4. Les principaux convertisseurs statiques qui absorbent des courants non-sinusoïdaux.
5. Représentation des inters et infra- harmoniques
6. Filtre passif résonant
7. Différents types de filtres amortis
8. Exemple pratique de combinaison de filtres passifs résonants et amortis
9. Principe d'un filtre actif parallèle
10. Principe d'un filtre actif série
11. Filtre combiné parallèle-série
12. Filtre actif série avec filtre passif parallèle
13. Filtre actif hybride avec transformateur
14. Filtre actif hybride avec un transformateur et une bobine
15. Filtre actif hybride avec un transformateur et un condensateur
16. Filtre actif hybride sans transformateur
17. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

## Figures du chapitre II

1. **a**-Schéma de principe du filtre actif parallèle pur
1. **b**- Schéma de principe du filtre actif parallèle hybride
2. Structure générale d'un filtre actif parallèle

- 3.** Onduleur de tension triphasé à structure tension
- 4.** Les huit configurations de l'onduleur de tension
- 5.** Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur
- 6.** Schéma de principe d'identification des harmoniques avec la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées.
- 7.** Filtres classiques pour l'extraction de la composante harmonique
- 8.** Schéma bloc du FMV
- 9.** Schéma de principe d'identification des harmoniques avec la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées amélioré
- 10.** Schéma de principe d'identification des harmoniques avec la méthode du référentiel synchrone d-q
- 11.** Schéma de principe de la PLL
- 12.** Commande par hystérésis
- 13.** Commande montrant la bande d'hystérésis
- 14.** Commande par hystérésis modulée
- 15.** Principe de la commande MLI
- 16.** Boucle de régulation de la tension continue
  - a-** Control directe de  $V_{dc}$
  - b-** Control du carrée de  $V_{dc}$
- 17..** Circuit monophasé équivalent a : du Filtre actif parallèle pur b : du Filtre actif parallèle hybride
- 18.** Schéma de la régulation du courant du filtre actif
- 19.** Forme d'onde avant la connexion du filtre
  - a-** du courant de la charge et son spectre
  - b-** de la tension du réseau et son spectre
- 20.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPP à  $t=0.11s$  pour la méthode p-q
- 21.** Forme d'onde du FAPP pour la méthode p-q
  - a-** du courant de la source et son spectre
  - b-** du courant du filtre et son spectre
- 22.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPP à  $t=0.11s$  pour la méthode p-q améliorée

**23.** Forme d'onde du FAPP pour la méthode p-q amélioré

**a-** du courant de la source et son spectre

**b-** du courant du filtre et son spectre

**24.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPP à  $t=0.11$ s pour la méthode d-q

**25.** Forme d'onde du FAPP pour la méthode d-q

**a-** du courant de la source et son spectre

**b-** du courant du filtre et son spectre

**26.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11$ s pour la méthode p-q

**27.** Forme d'onde du FAPH pour la méthode p-q

**a-** du courant de la source et son spectre

**b-** du courant du filtre et son spectre

**28.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11$ s pour la méthode p-q améliorée

**29.** Forme d'onde du FAPH pour la méthode p-q améliorée

**a-** du courant de la source et son spectre

**b-** du courant du filtre et son spectre

**30.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11$ s pour la méthode d-q

**31.** Forme d'onde du FAPH pour la méthode d-q

**a-** du courant de la source et son spectre

**b-** du courant du filtre et son spectre

## **Figures du chapitre III**

**1.** Comparaison entre un ensemble classique et un ensemble flou

**2.** Représentation de la variable linguistique vitesse

**3.** Formes usuelles des fonctions d'appartenance

**4.** **a-** Schéma synoptique d'un contrôleur flou

**b-** configuration d'un contrôleur flou

**5.** Schéma de principe du contrôleur flou proposé

**6.** Neurone biologique et ses principaux composants

**7.** Structure du neurone formel

- 8.** Réseau de neurone non bouclé
- 9.** Réseau de neurone bouclé
- 10.** Exemple d'apprentissage supervisé
- 11.** Exemple d'apprentissage non supervisé
- 12.** Commande neuronale par reproduction d'un contrôleur conventionnel
- 13.** Commande neuronale par identification du modèle inverse
- 14.** Architecture d'apprentissage généralisé
- 15.** Architecture de commande indirecte
- 16.** Partitions floues.
  - a)** Partition floue de  $e$ .
  - b)** Partition floue de  $\Delta e$ .
  - c)** Partition floue de  $cde$
- 17.** Schéma général de la compensation du FAPH utilisant une commande floue
- 18.** Génération des impulsions de commande utilisant un contrôleur flou
- 19.** schéma général de la compensation par un FAPH utilisant une régulation neuronale
- 20.** Régulation de la tension continue  $V_{dc}$  par un régulateur PI neuronale
- 21.** Structure interne du réseau de neurone artificiel
- 22.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11s$  pour une régulation Floue
- 23.** Forme d'onde du FAPH utilisant un régulateur flou
  - a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la source et son spectre
  - c)** du courant du filtre et son spectre
- 24.** Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11s$  pour une régulation PI neuronale
- 25.** Forme d'onde du FAPH régulé par un PI neuronale
  - a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la source et son spectre
  - c)** du courant du filtre et son spectre

## Figures du chapitre IV

1. Maximum local et global d'une fonction objectif
2. Groupes de : (a) oiseaux, (b) poissons
3. Déplacement d'une particule
4. Exemple de voisinage géographique
5. Quelques exemples de voisinage social
6. Schéma vectorielle du déplacement d'une particule
7. Organigramme général de la méthode PSO
8. Système de contrôle du régulateur PI
9. Organigramme de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI dans le système complet
10. Schéma équivalent de la régulation de  $V_{dc}$  par la technique PSO
11. Schéma équivalent de l'asservissement de l'angle de phase de la PLL par la technique PSO
12. Les variations de la fonction objectif pour la régulation de la tension continue pour une charge R en série avec L.
13. Les variations des gains  $K_p$  et  $K_i$  pour la régulation de la tension continue Pour une charge R en série avec L.
14. Les variation de la fonction objectif pour la régulation de la tension continue pour une charge R en parallèle avec C
15. Les variations des gains  $K_p$  et  $K_i$  pour la régulation de la tension continue Pour une charge R en parallèle avec C.
16. Les variations de la fonction objective pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL
17. Les variations des gains  $K_p$  et  $K_i$  pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL
18. Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour des tensions de sources équilibrées
19. Forme d'onde du FAPH non optimisé pour des tensions équilibrées
  - a) de la tension de source et son spectre
  - b) du courant de la charge et son spectre
  - c) du courant de la source et son spectre
  - d) du courant du filtre et son spectre

- 20.** Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions équilibrées
- 21.** Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour des tensions de sources équilibrées
- 22.** Forme d'onde du FAPH optimisé pour des tensions équilibrées
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la source et son spectre
  - c)** du courant du filtre et son spectre
- 23.** Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions équilibrées
- 24.** Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour des tensions de sources déséquilibrées
- 25.** Forme d'onde du FAPH non optimisé pour des tensions déséquilibrées
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la charge et son spectre
  - c)** du courant de la source et son spectre
  - d)** du courant du filtre et son spectre
- 26.** Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions déséquilibrées
- 27.** Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour des tensions de sources déséquilibrées
- 28.** Forme d'onde du FAPH optimisé pour des tensions déséquilibrées
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la source et son spectre
  - c)** du courant du filtre et son spectre
- 29.** Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions déséquilibrées
- 30.** Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour des tensions contenant des harmoniques.
- 31.** Forme d'onde du FAPH non optimisé pour des tensions contenant des harmoniques
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la charge et son spectre
  - c)** du courant de la source et son spectre
  - d)** du courant du filtre et son spectre

- 32.** Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions contenant des harmoniques
- 33.** Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour des tensions contenant des harmoniques.
- 34.** Forme d'onde du FAPH optimisé pour des tensions équilibrées contenant des harmoniques
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la source et son spectre
  - c)** du courant du filtre et son spectre
- 35.** Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH optimisé pour des tensions contenant des harmoniques
- 36.** Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour une charge RC.
- 37.** Forme d'onde du FAPH non optimisé pour une charge RC
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la charge et son spectre
  - c)** du courant de la source et son spectre
  - d)** du courant du filtre et son spectre
- 38.** Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour une charge RC.
- 39.** Forme d'onde du FAPH optimisé pour une charge RC
- a)** de la tension de source et son spectre
  - b)** du courant de la source et son spectre
  - c)** du courant du filtre et son spectre

# Liste des Tableaux

# Liste des Tableaux

---

## Tableaux du chapitre I

1. Effets harmoniques sur quelques matériels
2. Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2)
3. Limites des composantes harmoniques en courant (Norme CEI 61000-3-2)
4. Taux des harmoniques en tension à imposer pour vérifier l'immunité des appareils (Norme CEI-61000-4-13)
5. Comparaison des différentes configurations de filtrage hybride

## Tableaux du chapitre II

1. Tensions générées par l'onduleur
2. Paramètre de simulation du filtre actif parallèle
3. Résultats de simulation

## Tableaux du chapitre III

1. Matrice d'inférence à sept règles
2. Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel
3. Fonctions d'activations les plus utilisées
4. Matrice d'inférence utilisée dans la commande floue du FAPH

## Tableaux du chapitre IV

1. Fonction objective intégrale commune
2. Paramètres de l'algorithme PSO
3. Résultat de simulation du FAPH (cas A)
4. Résultat de simulation du FAPH (cas B)
5. Résultat de simulation du FAPH (cas C)
6. Résultat de simulation du FAPH (cas D)

# Liste des symboles et notations

# Liste des Symboles et Notations

---

## Symboles

|                                         |                                                       |
|-----------------------------------------|-------------------------------------------------------|
| $P$                                     | Puissance active                                      |
| $Q$                                     | Puissance réactive                                    |
| $S$                                     | Puissance apparente                                   |
| $D$                                     | Puissance déformante                                  |
| $\bar{P}$                               | Puissance active continue                             |
| $\bar{q}$                               | Puissance réactive continue                           |
| $\tilde{P}$                             | Puissance active alternative                          |
| $\tilde{q}$                             | Puissance réactive alternative                        |
| $F$                                     | Facteur de puissance                                  |
| $i_c$                                   | Courant de la charge                                  |
| $i_s$                                   | Courant de la source                                  |
| $V_s$                                   | Tension de la source                                  |
| $i_f$                                   | Courant du filtre                                     |
| $V_f$                                   | Tension du filtre                                     |
| $V_{eff}$                               | Tension efficace                                      |
| $I_{eff}$                               | Courant efficace                                      |
| $\xi$                                   | Coefficient d'amortissement                           |
| $\tau$                                  | Constante de temps                                    |
| $\Omega$                                | Pulsation du réseau                                   |
| $\omega_c$                              | Pulsation de coupure                                  |
| $f_c$                                   | Fréquence de coupure                                  |
| $V_{dc}$                                | Tension continue du bus continu                       |
| $C_{dc}$                                | Capacité de stockage                                  |
| $Q^{VAR}$                               | La puissance réactive de compensation                 |
| $n_r$                                   | Rang d'accord                                         |
| $f_r$                                   | Fréquence d'accord                                    |
| $H$                                     | rang de l'harmonique                                  |
| $M$                                     | Nombre de phase                                       |
| $\Phi$                                  | Déphasage                                             |
| $Z$                                     | Impédance                                             |
| $Q$                                     | Facteur de qualité                                    |
| $X_0$                                   | Impédance caractéristique                             |
| $L_f$                                   | Inductance du filtre de sortie                        |
| $R_f$                                   | Résistance du filtre de sortie                        |
| $C_f$                                   | condensateur du filtre de sortie                      |
| $i_\alpha, i_\beta$                     | Courants dans le plan $(\alpha, \beta)$               |
| $i_d, i_q$                              | Courant dans le repère tournant dq                    |
| $V_\alpha, V_\beta$                     | Tensions dans le plan $(\alpha, \beta)$               |
| $B_h$                                   | Bande d'hystérésis                                    |
| $i_{ref\alpha}, i_{ref\beta}, i_{refc}$ | Courants de références                                |
| $i_{ref\alpha}, i_{ref\beta}$           | Courants de références dans le plan $(\alpha, \beta)$ |
| $V_{dc-ref}$                            | Tension de référence du bus continu                   |
| $T_{ki}$                                | Interrupteur de l'onduleur                            |
| $S_{ki}$                                | Fonction de commutation                               |
| $K_c$                                   | Gain du régulateur                                    |

|                    |                                                       |
|--------------------|-------------------------------------------------------|
| $\tau_c$           | Constante du temps du filtre du 1 <sup>er</sup> ordre |
| $X$                | Univers de discours                                   |
| $\mu_A(X)$         | Degré d'appartenance de $X$ au sous-ensemble $A$      |
| ET                 | Opérateur Conjonction                                 |
| NON                | Opérateur négation                                    |
| OU                 | Opérateur Disjonction                                 |
| Min                | Opérateur Minimum                                     |
| Max                | Opérateur Maximum                                     |
| $W$                | Coefficient d'inertie                                 |
| $W_{min}, W_{max}$ | Coefficient minimum et maximum d'inertie              |
| $C_1, C_2$         | Coefficient d'accélération                            |
| $P_{best}$         | Vecteur de la meilleure position des particules       |
| $G_{best}$         | Meilleure position atteinte par toutes les particules |
| $r_1, r_2$         | Nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0,1]$    |
| $X_i$              | Vecteur de la position des particules                 |
| $V_i$              | Vecteur de la vitesse des particules                  |

## **Notations**

|      |                                                           |
|------|-----------------------------------------------------------|
| CEM  | Compatibilité Electromagnétique                           |
| CEI  | Commission Electrotechnique Internationale                |
| EDF  | Electricité de France                                     |
| MLI  | Modulation de largeur d'impulsion                         |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronic Engineers          |
| THD  | Taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion) |
| PLL  | Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)        |
| IGBT | Insulated Gate Bipolar Transistor                         |
| GTO  | Gate turn off                                             |
| FAP  | Filtre Actif Parallèle                                    |
| FAS  | Filtre Actif série                                        |
| FAPP | Filtre actif parallèle pur                                |
| UPQC | Unified power quality conditioner                         |
| FAPH | Filtre actif parallèle hybride                            |
| PI   | Proportionnel et Intégral                                 |
| ANN  | Artificial Neural Network                                 |
| FMV  | Filtre Multi Variable                                     |
| PSO  | Particle swarm optimization                               |
| ITAE | Integral of time absolute error                           |
| ISE  | Integral of squared error                                 |
| IAE  | Integral of absolute error                                |
| ITSE | Integral of time absolute error                           |
| FLC  | Fuzzy logic controller                                    |

# Résumé

## Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distributions devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non linéaires. Pour améliorer la qualité de l'énergie distribuée, plusieurs solutions existent. Parmi elles, citons le filtrage passif. Cette solution connue depuis fort longtemps est la plus répandue surtout en forte puissance et sous haute tension. Néanmoins elle présente des inconvénients, notamment le manque d'adaptabilité lors de la variation de l'impédance du réseau, de la charge, et des résonnances possible avec l'impédance du réseau. Citons aussi le filtrage actif de puissance (FAP) qui présente une meilleure solution pour ce type de problèmes, mais lui aussi présente l'inconvénient de son cout et dimensionnement élevé pour des applications industrielles. Ces inconvénients peuvent être simultanément limités en utilisant des filtres actifs parallèles hybrides (FAPH). Le but de cette thèse est de proposer des solutions afin d'améliorer la qualité de l'onde dans le réseau électrique en utilisant des filtres hybrides(FAPH). Pour ce faire, nous avons tout d'abord présenté les différentes perturbations qui peuvent avoir lieu dans les réseaux électriques, les normes standards internationales, ainsi que les solutions traditionnelles et modernes de dépollution. Dans un deuxième temps, l'étude a été focalisée sur le Filtre actif parallèle pur (FAPP) et hybride (FAPH), dédiés à la compensation des harmoniques du courant de la source en utilisant trois méthodes d'identifications des courants harmoniques. Ensuite pour améliorer les performances du filtre actif hybride parallèle (FAPH), nous avons appliqué des techniques intelligentes pour la régulation de la tension continue du filtre hybride en utilisant la logique Flou (FL) et les réseaux de neurones artificiels (ANN). A la fin, une autre technique intelligente nommée optimisation par essaims de particule (PSO) a été introduite dans le but d'optimiser les gains  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs PI, Le premier régulateur optimisé est celui utilisé dans la régulation de la tension continue, le second concerne l'asservissement de l'angle de phase utilisé dans la PLL. L'algorithme de la technique d'optimisation par essaims de particule a été programmé en utilisant le logiciel Matlab, tandis que les modèles de simulations sont développés en utilisant le logiciel Matlab/Simulink et le Toolbox Simpowersystems. Les résultats de simulations obtenues, montrent l'efficacité des modèles proposés.

Mot-clés : Filtre actif de puissance (FAP), Filtre actif parallèle pur (FAPP), Filtre actif parallèle Hybride (FAPH), Logique flou (FL), Réseau de neurones artificiels (ANN), Optimisation par essaims de particule (PSO), Régulateur PI.

# Table de matières

**Remerciment**

**Dédicace**

**Liste des figures**

**Liste des tableaux**

**Liste des symboles et notations**

**Résumé**

***Introduction générale.....1***

***Chapitre I Pollution harmonique et solution de dépollution***

**I.1 Introduction .....4**

**I.2 Perturbation harmonique en courant et en tension.....4**

I.2.1 Origines des harmoniques .....4

I.2.2 Notion de charges .....5

I.2.3 Exemple de charges Non-linéaires .....6

I.2.4 Caractérisations des perturbations harmoniques.....6

I.2.4.1 Taux de distorsion harmonique THD (%) .....6

I.2.4.2 Expression des puissances mises en jeux.....8

I.2.4.3 Le facteur de puissance .....9

I.2.5 Les Inter-harmoniques.....9

I.2.6 Les Infra-harmoniques.....10

I.2.7 Les effets des perturbations harmoniques : .....10

I.2.8 Les normes imposées sur le THD.....11

***I.3 Solutions de dépollutions des réseaux électriques .....13***

**I.3.1 Solutions traditionnels.....13**

I.3.1.1 Les Filtres passifs .....14

I.3.1.1.a Filtre passif résonant.....14

*I.3.1.1.a.1 Principales caractéristiques du filtre résonant.....14*

I.3.1.1.b Filtre passif amorti .....15

**I.3.2 Solutions modernes.....17**

I.3.2.1 Filtre actif parallèle (F.A.P) .....17

I.3.2.2 Filtre actif série (FAS) .....18

I.3.2.3 Filtre combiné parallèle-série.....19

I.3.2.4 Filtre actif hybride .....19

I.3.2.4.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles .....20

I.3.2.4.2 Filtre actif parallèle hybride avec transformateur .....21

|                                                                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| I.3.2.4.3 Filtre actif parallèle hybride comportant un transformateur et un inductance.....                             | 22 |
| I.3.2.4.4 Filtre actif parallèle hybride comportant un transformateur et un condensateur .                              | 22 |
| I.3.2.4.5 Filtre actif parallèle hybride sans transformateur .....                                                      | 23 |
| I.3.2.4.6 Filtre actif parallèle avec des filtres passifs parallèles .....                                              | 24 |
| I.3.2.4.7 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs .....                                            | 25 |
| I.3.2.4.7.1 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras .....                                   | 25 |
| I.3.2.4.7.2 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à deux bras avec<br>Condensateur à point milieu..... | 26 |
| I.3.2.4.7.3 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras .....                                  | 26 |
| I.4 Etat de l'art des filtres hybrides :                                                                                | 27 |
| I.5 Conclusion .....                                                                                                    | 29 |

## ***Chapitre II Structure, Stratégies de commande et régulation du filtre actif parallèle pur et hybride***

|                                                                                         |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|----|
| II.1 Introduction .....                                                                 | 31 |
| II .2 Structure générale du filtre actif parallèle pur et hybride.....                  | 32 |
| II.2.1 Etude de la partie puissance .....                                               | 34 |
| II.2.1.1 Onduleur de tension.....                                                       | 34 |
| II.2.1.1.1 Structure de l'onduleur .....                                                | 34 |
| II.2.1.1.2 Tensions générées par l'onduleur.....                                        | 36 |
| II.2.1.1.3 Représentation vectorielle des Tensions générées .....                       | 37 |
| II.2.1.2 Circuit de stockage de l'énergie .....                                         | 37 |
| II.2.1.3 Filtre de sortie .....                                                         | 38 |
| II.2.2 Etude de la partie contrôle commande .....                                       | 39 |
| II.2.2.1 Identification des courants harmoniques.....                                   | 39 |
| II.2.2.1.1 Méthodes fréquentielles.....                                                 | 39 |
| II.2.2.1.2 Méthodes temporelles.....                                                    | 40 |
| II.2.2.1.2.2 Méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées .....           | 40 |
| II.2.2.1.2.2 Méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées améliorée ..... | 43 |
| II.2.2.1.2.2.1 Principe du FMV .....                                                    | 43 |
| II.2.2.1.2.3 Méthode du référentiel synchrone d-q .....                                 | 46 |
| II.2.2.1.2.4 Boucle à verrouillage de phase(PLL) .....                                  | 48 |
| II.2.2.2 Stratégies de commande de l'onduleur .....                                     | 49 |
| II.2.2.2.1 Commande par hystérésis.....                                                 | 49 |
| II.2.2.2.2 Commande par hystérésis modulée .....                                        | 51 |
| II.2.2.2.3 Modulation de largeur d'impulsion (MLI) .....                                | 51 |

|                                                                                                      |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| II.2.2.2.4 MLI inter sélective.....                                                                  | 52 |
| II.2.2.2.5 MLI vectorielle .....                                                                     | 53 |
| II.2.2.3 Régulation de la tension continue .....                                                     | 53 |
| II.2.2.4 Régulation du courant du filtre .....                                                       | 55 |
| II.3 Résultats de simulation : .....                                                                 | 57 |
| II.3.1 Etude du filtre actif parallèle pur FAPP .....                                                | 57 |
| II.3.1.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPP .....                                   | 57 |
| II.3.1.2 Mise en service du FAPP .....                                                               | 59 |
| II.3.1.2.1 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires .....                          | 59 |
| II.3.1.2.2 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires améliorée.....                 | 60 |
| II.3.1.2.3 Méthode du référentiel synchrone dq .....                                                 | 62 |
| II.3.2 Etude du filtre actif parallèle hybride .....                                                 | 63 |
| II.3.2.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPH .....                                   | 63 |
| II.3.2.2 Mise en service du FAPH.....                                                                | 63 |
| II.3.2.2.1 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires .....                          | 63 |
| II.3.2.2.2 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires améliorée.....                 | 64 |
| II.3.2.2.3 Méthode du référentiel synchrone .....                                                    | 65 |
| II.4 Conclusion.....                                                                                 | 67 |
| <br><b>Chapitre III Application des techniques intelligentes au filtrage actif parallèle hybride</b> |    |
| III.1 Introduction .....                                                                             | 68 |
| III.2. Logique Floue .....                                                                           | 68 |
| III.2. 1 principe de la logique floue :.....                                                         | 68 |
| III.2.2 Théorie des ensembles flou .....                                                             | 68 |
| III.2.2 Variables linguistiques:.....                                                                | 70 |
| III.2.3 Fonctions d'appartenance .....                                                               | 70 |
| III.2.4 Structure de base d'un contrôleur flou : .....                                               | 71 |
| III.2.4.1 Base de connaissance .....                                                                 | 72 |
| III.2.4.2 Fuzzification.....                                                                         | 72 |
| III.2.4.3 Inférence floue .....                                                                      | 73 |
| III.2.4.3.1 Différents types de systèmes d'inférence floue .....                                     | 73 |
| III.2.4.3.1.1 Système d'inférence floue de type Mamdani .....                                        | 73 |
| III.2.4.3.1.2 Système d'inférence flou de type Takagi-Sugeno .....                                   | 74 |
| III.2.4.4 Défuzzification .....                                                                      | 74 |
| III.2.4.4.1 Méthode du centre de gravité :.....                                                      | 75 |

|                                                                                                      |           |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| III.2.4.4.2 Méthode du maximum.....                                                                  | 75        |
| III.2.4.4.3 Méthode des hauteurs pondérées :.....                                                    | 75        |
| III.2.6 Synthèse du régulateur flou.....                                                             | 75        |
| <b>III.3 Les réseaux de neurones .....</b>                                                           | <b>76</b> |
| III.3.1 Introduction .....                                                                           | 76        |
| III.3.2 Concept de base des réseaux de neurones .....                                                | 77        |
| III.3.2.1 Neurone biologique .....                                                                   | 77        |
| III.3.2.2 Neurone formel .....                                                                       | 77        |
| III.3.2.3 Fonction d'activation .....                                                                | 79        |
| III.3.3 Les architectures neuronales .....                                                           | 79        |
| III.3.3.1 réseaux de neurones non bouclés « feedforward » .....                                      | 79        |
| III.3.3.2 Les réseaux de neurones bouclés ou réseau récurrent « récurrent networks ».....            | 81        |
| III.3.4 Apprentissage des réseaux de neurones .....                                                  | 81        |
| III.3.4.1 L'apprentissage supervisé : .....                                                          | 81        |
| III.3.5.2 L'apprentissage non supervisé : .....                                                      | 82        |
| III.3.5.3 L'apprentissage semi-supervisé ou apprentissage par renforcement.....                      | 82        |
| III.3.4.4 L'apprentissage en ligne .....                                                             | 82        |
| III.3.4.5 L'apprentissage hors ligne:.....                                                           | 83        |
| III.3.6 Réseaux de neurones pour la commande .....                                                   | 83        |
| III.3.6.1 Imitation d'un contrôleur existant .....                                                   | 83        |
| III.3.6.2 Identification du modèle inverse.....                                                      | 83        |
| III.3.6.3 Architecture indirecte d'apprentissage .....                                               | 84        |
| III.3.6.4 Apprentissage indirect du système de commande .....                                        | 85        |
| III.3.7 Avantages et inconvénient des RNA .....                                                      | 86        |
| III.4. Application de la logique floue pour la régulation de la tension continue du .....            | 86        |
| III.4.1. Conception d'un régulateur flou proposé .....                                               | 86        |
| III.5. Application des réseaux de neurones artificiels pour la Régulation de la tension continue ... | 89        |
| <b>III.6 Résultat de simulation pour la régulation Flou.....</b>                                     | <b>91</b> |
| III.6.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPH .....                                    | 91        |
| III.6.2 Analyse du système après la mise en service du FAPH .....                                    | 91        |
| III.7 Résultat de simulation pour la régulation PI-neuronale .....                                   | 93        |
| III.7.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPH .....                                    | 93        |
| III.7.2 Analyse du système après la mise en service du FAPH .....                                    | 93        |
| III.8 Conclusion .....                                                                               | 95        |

## **Chapitre IV Optimisation des gains des régulateurs PI par la technique PSO**

|                                                                                                                                                                             |            |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| IV.1 Introduction .....                                                                                                                                                     | 97         |
| IV.2 Définition de base.....                                                                                                                                                | 97         |
| IV.2.1 Définition de l'optimisation .....                                                                                                                                   | 98         |
| IV.2.2 Fonction objectif .....                                                                                                                                              | 98         |
| IV.3 Optimisation par essaim de particule (PSO).....                                                                                                                        | 98         |
| IV. 3.1 Principe de la technique PSO .....                                                                                                                                  | 98         |
| IV.3.2 Notion de voisinage .....                                                                                                                                            | 100        |
| IV.3.2 Principe de l'algorithme PSO .....                                                                                                                                   | 102        |
| IV.4 Optimisation des Régulateur PI en Utilisant la Méthode PSO.....                                                                                                        | 105        |
| IV.4.1 Indices de Performance d'un Régulateur PI : .....                                                                                                                    | 105        |
| IV.4.2 Optimisation du régulateur PI utilisé pour la Régulation de la tension du bus continue :<br>.....                                                                    | 109        |
| IV.4.3 Optimisation du régulateur PI utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL<br>.....                                                                   | 109        |
| IV.5 Résultats de simulation .....                                                                                                                                          | 110        |
| IV.5.1 Optimisation des gains du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension continue<br>pour un pond de diode alimentant une charge R en série avec L .....     | 111        |
| IV.5.2 Optimisation des gains du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension continue<br>pour un pond de diode alimentant une charge R en parallèle avec C ..... | 112        |
| IV.5.3 Optimisation des gains du régulateur PI utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase<br>de la PLL.....                                                          | 113        |
| IV.5.4 Analyse du comportement du Filtre actif hybride optimisé par la technique PSO pour<br>différents cas .....                                                           | 114        |
| IV.5.4.1 Tensions de source sinusoïdales équilibrées .....                                                                                                                  | 114        |
| VI.5.4.2 Tension de sources sinusoïdales déséquilibrées .....                                                                                                               | 118        |
| IV.5.4.3 Tension de sources équilibrées contenant des harmoniques.....                                                                                                      | 122        |
| IV.5.4.4 Tension de source équilibrées avec un pont redresseur alimentant une charge R-C<br>.....                                                                           | 127        |
| IV.6. Interprétation des résultats.....                                                                                                                                     | 129        |
| IV.7 Conclusion .....                                                                                                                                                       | 130        |
| <b>Conclusion générale .....</b>                                                                                                                                            | <b>131</b> |

## **Annexe**

## **Références**

# Introduction générale

## Introduction générale

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

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

Pour compenser ces perturbations, il existe plusieurs solutions parmi lesquelles on cite le filtrage passif. Cette solution connue depuis fort longtemps, est la plus répandue surtout en forte puissance et sous haute tension. Néanmoins elle présente deux inconvénients majeurs :

- 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.

Le développement des semi-conducteurs entièrement commandables (Les thyristors GTO et les transistors à IGBT) en particulier a conduit à la conception de nouvelles solutions : le filtrage actif.

Une première solution consiste à connecter le filtre actif en parallèle avec le système polluant : ainsi il injecte au réseau un courant de même amplitude que celui du courant harmonique à éliminer mais en opposition de phase. Une seconde approche consiste en la connexion du filtre actif en série avec le réseau : il se comporte alors comme un générateur de tension qui impose une tension harmonique telle que, additionnée à celle du réseau, la tension au point de connexion soit rendue sinusoïdale.

Cependant le filtrage actif présente également ses inconvénients spécifiques, notamment son coût élevé pour des applications industrielles ; le dimensionnement du convertisseur de puissance du filtre actif peut alors être relativement élevé.

Pour cette raison majeure, les applications des filtres actifs de puissance dans les systèmes électriques sont aujourd'hui encore limitées bien que des normes fixent les caractéristiques exigées pour la qualité de l'énergie.

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

D'autre part il est important de noter que les performances d'un filtre actif sont étroitement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les références harmoniques de courant ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références.

Dans ce contexte, nous allons principalement axer notre travail sur le filtrage actif hybride triphasé parallèle à trois fils. En début nous étudierons en détail ce filtre puis nous essayons à chaque fois d'appliquer de nouvelles techniques dont le but d'améliorer les performances de celui-ci.

Ainsi, le travail de recherche présenté dans cette thèse est divisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations, en courant et en tension, des réseaux électriques connectées à des charges dites polluantes ; les origines de cette pollution harmonique ; les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont examinées. Nous présenterons également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution en particulier le filtrage actif pur et le filtrage actif hybride, qui est retenu, par la suite, pour ces performances, enfin un état de l'art des filtres hybrides est présenté.

Dans le second chapitre nous étudierons tout d'abord la structure du filtre actif parallèle pur et hybride triphasé permettant de compenser les harmoniques de courant d'un réseau électrique triphasé trois fils, ensuite nous étudierons les méthodes d'identifications des courants harmoniques les plus utilisées dans la littérature à savoir la méthode classique des puissances réelles et imaginaires, la méthode des puissances réelles et imaginaires améliorée et la méthode du référentiel synchrone, puis nous verrons les différentes stratégies de commande de l'onduleur : la commande par hystérésis, hystérésis modulée et modulation de largeur d'impulsions, enfin une étude sur la régulation de la tension continue et du courant du filtre est présentée et nous clôturons le chapitre par des validations par simulations sous l'environnement Matlab/Simulink du filtre actif parallèle pur et hybride en utilisant les trois méthodes d'identification des courants de références.

Dans le troisième chapitre, On s'intéresse alors au remplacement du régulateur conventionnel PI servant à La régulation de la tension continue du filtre actif hybride triphasé par un régulateur Flou en utilisant la logique Flou, puis par

un régulateur PI neuronale utilisant la théorie des réseaux de neurones artificiels.

Nous commençons par définir et expliquer la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous et ainsi que le mode de raisonnement propre aux variables floues, puis nous étudierons les réseaux de neurones artificiels, leurs structures de base, leurs architectures et les différents types d'apprentissage. Par la suite nous développons un régulateur flou et un régulateur neuronale qu'on utilisera dans la régulation de la tension du bus continue et ceci afin d'améliorer les performances du filtre actif hybride. Enfin nous testerons l'efficacité de ces méthodes intelligentes par des validations par simulation sous l'environnement Matlab/Simulink.

Le quatrième chapitre exposera, brièvement, la technique d'essaim de particules (PSO), et ensuite l'implantation de cette technique, dans le but d'optimiser les gains  $K_p$  et  $K_i$  de deux régulateurs PI et cela en essayant de minimiser au maximum l'erreur entre les valeurs mesurées et les valeurs de références. Le premier régulateur PI optimisé est utilisé pour la régulation de la tension continue  $V_{dc}$ , et le deuxième est utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase utilisé dans la PLL. Par la suite nous testerons l'efficacité de cet algorithme dans l'amélioration du filtre actif hybride par des validations par simulation sous l'environnement Matlab/Simulink sous différentes conditions de la tension de source et pour deux types de charges non linéaires.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

# Chapitre I

Pollution harmonique et solution de dépollution

## I.1 Introduction

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges sur le réseau électrique. L'un des paramètres essentiels de ces tensions est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. Lorsque celle-ci n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations, qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de charges raccordées sur le réseau. Dans ces conditions, des problèmes de compatibilité électromagnétiques peuvent survenir entre les éléments connectés au réseau.

Parmi les perturbations affectant le bon fonctionnement du réseau on peut citer: [1], [2], [3].

- Les coupures et microcoupures
- Les chutes de tensions
- Les fluctuations de tensions
- Les déséquilibres de tensions
- Les variations de la fréquence d'alimentation
- Les pollutions harmoniques

Ces perturbations peuvent être classées en quatre catégories selon qu'elles affectent l'amplitude, la forme d'onde, la fréquence et la symétrie de la tension ou selon leur caractère aléatoire (foudre, court-circuit, manœuvre), permanent ou semi-permanent.

Dans ce chapitre, nous allons principalement s'intéresser à la pollution harmonique généralement générée par les charges non linéaires qui absorbent des courants non- sinusoïdaux.

En premier, nous allons étudier les perturbations harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles et des normes internationales imposées aux utilisateurs. Nous discuterons ensuite des solutions traditionnelles et modernes utilisées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques. Finalement, nous exposerons un état de l'art du filtre hybride, filtre utilisé et développé tout au long de ce mémoire.

## I.2 Perturbation harmonique en courant et en tension

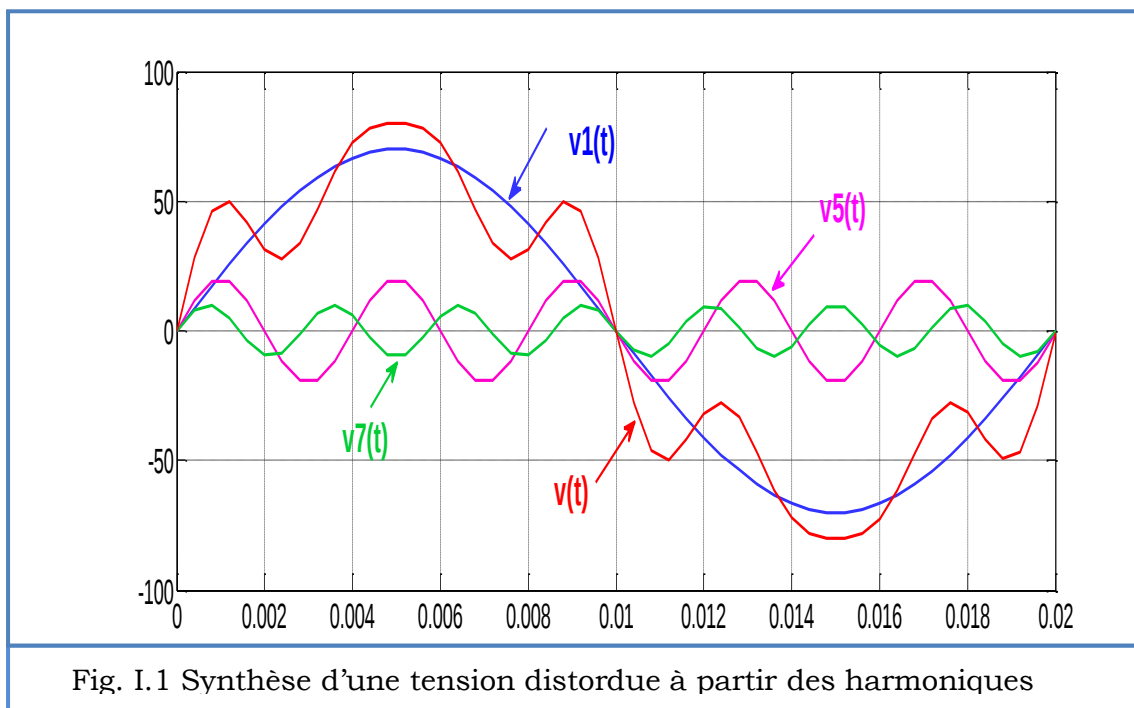
### I.2.1 Origines des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. [4]

Actuellement les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont considérés comme des générateurs de courants harmoniques : appareils d'éclairages fluorescents, variateurs de vitesses, gradateurs, redresseurs, téléviseurs, etc.

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques. (Figure I.1)

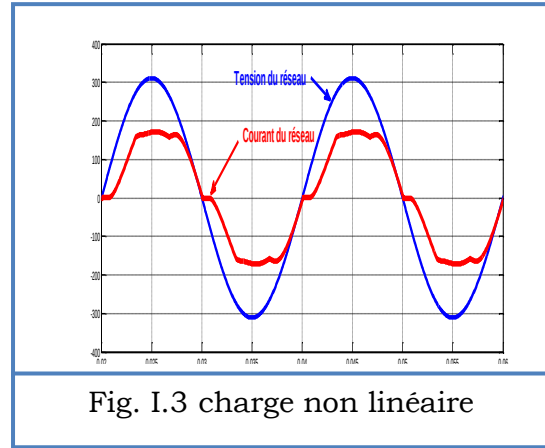
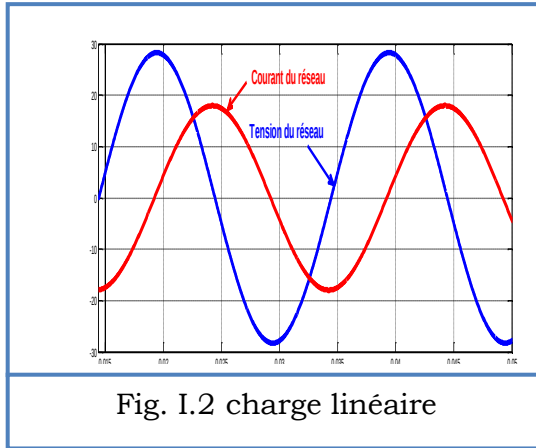


### I.2.2 Notion de charges

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- Les récepteurs linéaires (ou charges linéaires)
- Les récepteurs non linéaires (ou charges non linéaires). Une charge est dite linéaire si alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal (résistances, capacités et inductances), Cependant le courant et la tension peuvent être déphasés. (Figure I.2)

Une charge est dite non- linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non- sinusoïdal. Typiquement, les charges utilisant l'électronique de puissance sont non-linéaires. Or, elles sont de plus en plus nombreuses et leurs part dans la consommation d'électricité ne cesse de croître (Figure I.3).



### I.2.3 Exemple de charges Non-linéaires

Les principales sources des harmoniques sont : [3], [5], [6].

- Les équipements industriels (machines à souder, four à arc, fours à induction, redresseurs,...)
- Les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones ou moteur à courant continu.
- Les appareils de bureautiques (ordinateurs, photocopieur, fax, ...)
- Les appareils domestiques (TV, fours micro-onde, éclairage néon,..)
- Les onduleurs.

Tous ces systèmes contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés. La Figure I.4 montre les principaux convertisseurs statiques qui provoquent la pollution harmonique des réseaux électriques.

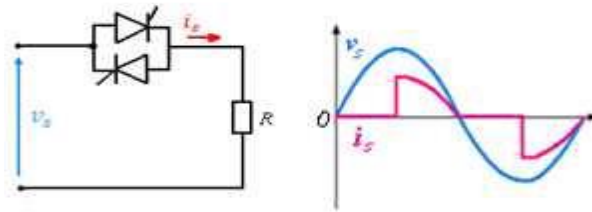
### I.2.4 Caractérisations des perturbations harmoniques

#### I.2.4.1 Taux de distorsion harmonique THD (%)

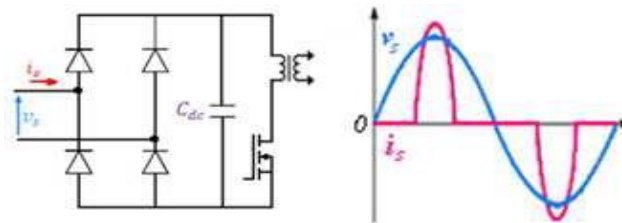
La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique THD en tension ou en courant. Cette notion permet de caractériser la déformation apportée par les harmoniques, par rapport à une onde sinusoïdale. Les taux de distorsions harmoniques de la tension (VTHD) et du courant (ITHD) dans la suite sont définis respectivement par les relations suivantes :

$$VTHD = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}{V_1^2}} \quad (I.1)$$

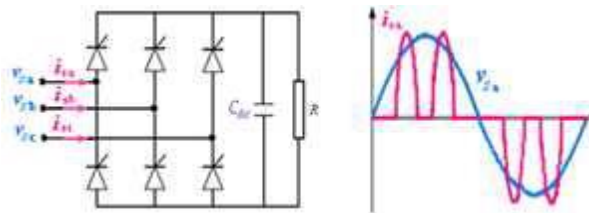
$$ITHD = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}{I_1^2}} \quad (I.2)$$



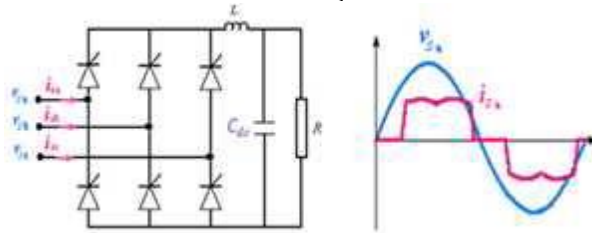
(a). Gradateur de lumière ou de chauffage.



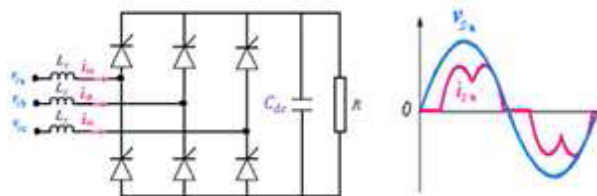
(b). Redresseur d'alimentation à découpage, Par exemple: ordinateur, électroménager.



(c). Redresseur triphasé avec condensateur en tête, par exemple: variateur de vitesse pour moteur



(d). Redresseur triphasé avec inductance de filtrage en côté continu, par exemple: chargeur de batterie.



e). Redresseur triphasé avec inductance de lissage en côté alternatif, par exemple: ASI de forte puissance

Fig. I.4 Les principaux convertisseurs statiques qui absorbent des courants non sinusoïdaux

### I.2.4.2 Expression des puissances mises en jeux

Pour une charge non linéaire, alimentée par une source de tension  $v(t)$  et parcouru par un courant  $i(t)$ , dont les expressions s'écrivent respectivement :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sqrt{2} \sin(h\omega t) \quad (I.3)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t - \phi_h) \quad (I.4)$$

est le siège d'une puissance instantanée :

$$P(t) = m \cdot v(t) \cdot i(t) \quad (I.5)$$

Avec  $m$  : nombre de phase

Dans ce cas, le calcul de la puissance instantanée comporte des produits de fonctions sinusoïdales de fréquence différentes. Par contre, seules les composantes de même fréquence contribuent à l'élaboration de la puissance moyenne ou puissance active  $P$  effectivement consommée et exprimée en Watt (W) :

$$P = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cos(\phi_h) \quad (I.6)$$

L'expression de la puissance réactive  $Q$  est définie comme la somme pondérée des réactions associées à chaque rang harmonique, à la différence de la puissance active, elle s'exprime en volt Ampère Réactif (VAR) :

$$Q = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \sin(\phi_h) \quad (I.7)$$

En ce qui concerne la puissance apparente  $S$ , elle se calcule à l'aide du produit des valeurs efficaces de la tension et du courant et n'est plus la résultante de  $\sqrt{P^2 + Q^2}$  comme en régime purement sinusoïdale. Son unité est le Volt Ampère (VA) :

$$S = m \cdot V_{eff} I_{eff} = m \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (I.8)$$

La contribution des produits des rangs harmoniques engendre une puissance déformante 'D', exprimée en Volt Ampère Déformant (VAD) et peut s'écrire sous la forme :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (I.9)$$

### I.2.4.3 Le facteur de puissance

Le facteur de puissance  $F$  est égal au rapport de la puissance active sur la puissance apparente. Il caractérise le dimensionnement d'un système électrique puisqu'il représente la puissance utile consommée par rapport à la puissance apparente au niveau de la source.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cos(\Phi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (\text{I.10})$$

Le cas particulier, où la source de tension est considérée comme parfaitement sinusoïdale (réseau de distribution idéal) conduit à une simplification des écritures.

En effet, la tension  $v(t)$  s'écrit :

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

D'où les nouvelles expressions des puissances :

$$P = m \cdot V \cdot I_l \cdot \cos(\Phi_l) \quad (\text{I.12})$$

$$Q = m \cdot V \cdot I_l \cdot \sin(\Phi_l) \quad (\text{I.13})$$

Avec  $\cos(\Phi_l)$  le facteur de déplacement fondamental de la source. Alors le facteur de puissance devient :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{I_l \cdot \cos(\Phi_l)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (\text{I.14})$$

Ce qui peut s'écrire aussi sous la forme :

$$F = \frac{\cos(\Phi_l)}{\sqrt{1 + \text{THD}_I^2}} \quad (\text{I.15})$$

### I.2.5 Les Inter-harmoniques

Les inter-harmoniques sont des signaux de fréquence non multiples entiers de la fréquence fondamentale c'est-à-dire situé entre les harmoniques comme est indiqué sur la Figure I.5. Certains sont émis par les charges non linéaires, d'autres sont injectés intentionnellement par les distributeurs sur leurs réseaux pour télécommander des relais et ainsi piloter les changements de tarification des compteurs domestiques et professionnels.

### I.2.6 Les Infra-harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont des fréquences inférieures à celle du fondamental (voir Figure I.5 : 10hertz ,20hertz,... )

La présence d'inters-harmoniques ou d'infra-harmoniques est due à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs. Dans ce cas le signal n'est pas périodique à une période fondamentale  $T$ , ce qui explique l'apparition de composantes supplémentaires à celles du développement en série de Fourier.

Ces variateurs sont provoquées par des machines telles que :

- Fours à arc
- Cycloconvertisseurs
- Variateurs de vitesses.

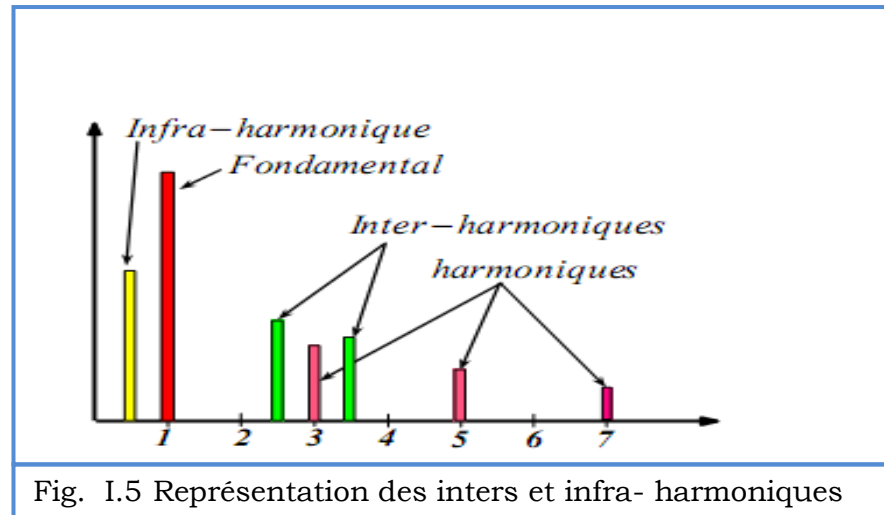


Fig. I.5 Représentation des inters et infra- harmoniques

### I.2.7 Les effets des perturbations harmoniques :

Les tensions et les courants harmoniques ajoutées et superposées à l'onde fondamentale provoquent des effets néfastes sur le réseau de distribution. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types :

Les effets instantanés qui sont les perturbations dans le fonctionnement des appareils de production et de commutations et les effets à moyen et long terme qui représentent les échauffements des matériels électriques et le vieillissement prématuré de ceux-ci.

Le Tableau I.1 résume l'ensemble des matériels électriques perturbés par la pollution harmonique. [7], [8], [9]

Tableau I.1 Effets harmoniques sur quelques matériels

| Nature du matériel électrique                                                | Effet de la pollution harmonique                                                                                                                               |
|------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Machines tournantes<br>Moteurs triphasés, alternateurs                       | Echauffement supplémentaires (effet joule) dans les enroulements statoriques. Couples oscillatoires. Augmentation du bruit.                                    |
| Transformateurs                                                              | Pertes supplémentaire dans le fer (par courant de Foucault) et dans les enroulements (par effet joule). Risque de saturation en présence d'harmoniques paires. |
| Câbles                                                                       | Augmentation des pertes                                                                                                                                        |
| Electronique de puissance<br>(Pont redresseur à thyristor, transistors, etc. | Surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiple de 3. Pertes diélectriques supplémentaires.                                |
| Condensateur de puissance                                                    | Troubles fonctionnels liés à la forme d'onde (commutation, synchronisation).                                                                                   |
| Ordinateur                                                                   | Dysfonctionnement lié aux couples pulsatoires des moteurs d'entraînement des supports magnétiques                                                              |
| Dispositifs de protection<br>(fusibles, disjoncteurs.)                       | Fonctionnement intempestif                                                                                                                                     |
| Compteur d'énergie                                                           | Erreurs de mesures                                                                                                                                             |
| Téléviseur                                                                   | Déformation d'image                                                                                                                                            |
| Lampes à décharge                                                            | Risque de vacillement sous l'effet de l'harmonique de rang 2.                                                                                                  |

### 1.2.8 Les normes imposées sur le THD

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

La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique. La CEI est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'IEEE est une association professionnelle. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électrique au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées. [11]

Tableau I.2 Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2)

| Rangs impaires |           | Rangs impaires |         | Rangs pairs |         |
|----------------|-----------|----------------|---------|-------------|---------|
| Rang           | Taux (%)  | Rang           | Taux(%) | Rang        | Taux(%) |
| 5              | 6         | 3              | 5       | 2           | 2       |
| 7              | 5         | 9              | 1.5     | 4           | 1       |
| 11             | 3.5       | 15             | 0.3     | 6           | 0.5     |
| 13             | 3         | 21             | 0.2     | 8           | 0.5     |
| 17             | 2         | >21            | 0.2     | 10          | 0.5     |
| 19             | 1.5       |                |         | 12          | 0.2     |
| 23             | 1.5       |                |         | >12         | 0.2     |
| 25             | 1.5       |                |         |             |         |
| >25            | 0.2       |                |         |             |         |
|                | +1.3*25/h |                |         |             |         |

La CEI définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000). Nous pouvons citer à titre d'exemple :

**La norme CEI 61000-2-2 :** elle définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension. Elle est représentée sur le Tableau I.2. Cette norme vise à protéger les équipements raccordés sur un réseau de basse tension déformé.

**La norme CEI 61000-3-2 :** Cette norme représentée sur le Tableau I.3 fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour les équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestiques.

Tableau I.3 Limites des composantes harmoniques en courant (Norme CEI 61000-3-2)

| Harmoniques impaires |                                           | Harmoniques paires |                                           |
|----------------------|-------------------------------------------|--------------------|-------------------------------------------|
| Rang                 | Courant harmonique admissible maximale(A) | Rang               | Courant harmonique admissible maximale(A) |
| 3                    | 2.30                                      | 2                  | 1.08                                      |
| 5                    | 1.014                                     | 4                  | 0.43                                      |
| 7                    | 0.77                                      | 6                  | 0.30                                      |
| 9                    | 0.40                                      | 8≤h                | 0.23*8/h                                  |
| 11                   | 0.33                                      | ≤40                |                                           |
| 13                   | 0.21                                      |                    |                                           |
| 15≤h ≤39             | 0.15*15/h                                 |                    |                                           |

**La norme CEI 61000-4-13 :** Cette norme représentée sur le Tableau I.4 définit le taux d'harmoniques en tension à imposer pour vérifier l'immunité des appareils.

Les normes précisées sont obligatoires, mais restent incomplètes et ne permettent pas de garantir totalement la compatibilité électromagnétique sur les réseaux publics. C'est la raison pour laquelle EDF émet quelques recommandations concernant le raccordement des utilisateurs sur le réseau. Les limitations en tension harmonique que doivent respecter les clients d'EDF sont :

- pour chaque rang pair, la tension harmonique est limitée à 0.6%
- pour chaque rang impair, la tension harmonique est limitée à 1%
- limitation du THD à 1.6%.

Pour ce qui est de la puissance réactive, EDF autorise ses clients à en consommer, sans être facturé jusqu'à 40% de la puissance active absorbée.

Tableau I-4 Taux des harmoniques en tension à imposer pour vérifier l'immunité des appareils (Norme CEI-61000-4-13)

| Rang harmonique | Matériels et systèmes sensibles (%) | Réseaux industriels (%) |
|-----------------|-------------------------------------|-------------------------|
| 3               | 8                                   | 8                       |
| 5               | 8                                   | 12                      |
| 7               | 6.5                                 | 10                      |
| 9               | 2.5                                 | 4                       |
| 11              | 5                                   | 7                       |
| 13              | 4.5                                 | 6                       |
| 15              | -                                   | 3                       |
| 17              | 3                                   | 5                       |
| 19              | 2                                   | 5                       |
| 21              | -                                   | 2                       |
| 23              | 2                                   | 4                       |
| 25              | 2                                   | 4                       |
| 27              | -                                   | 2                       |
| 29              | 1.5                                 | 4                       |
| 31              | 1.5                                 | 3                       |

### I.3 Solutions de dépollutions des réseaux électriques

On peut regrouper les solutions de dépollutions des réseaux électriques permettant de réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

#### I.3.1 Solutions traditionnelles

Les moyens de dépollution traditionnels sont nombreux et se résument dans les points suivants : [12]

- Utilisation des Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- Inductance de lissage des courants ;
- Confinement des harmoniques ;
- Réduction des courants harmoniques des charges déformantes
- Réduction de l'impédance harmonique de la source
- Changement de la structure de l'installation
- Filtrages passifs d'harmoniques

Vue leur importance pratique, nous nous limiterons dans ce qui suit à détailler uniquement les filtres passifs.

### I.3.1.1 Les Filtres passifs

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des condensateurs et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges génératrices d'harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques, etc...). Parmi les dispositifs de filtrage passif les plus répandus, on distingue le filtre passif résonant et le filtre passif amorti ou passe- haut. [13], [14]

#### I.3.1.1.a Filtre passif résonant

C'est un filtre sélectif constitué d'une résistance, d'un condensateur et d'une bobine en série, comme décrit sur la Figure I.6, son impédance équivalente est :

$$Z_{equ}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (I.16)$$

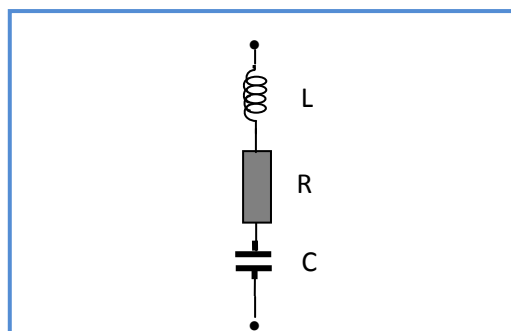


Fig. I.6 Filtre passif résonant

##### I.3.1.1.a.1 Principales caractéristiques du filtre résonant : [9]

Elles sont fonction de rang d'accord du filtre  $n_r = \frac{f_r}{f_1}$  Avec :

$f_r$  = fréquence d'accord donnée par la formule suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{I.17})$$

$f_1$  = fréquence du fondamentale (ou industrielle, 50Hz par exemple)

Ces caractéristiques sont :

➤ La puissance réactive de compensation  $Q_{VAR}$

Le filtre résonant, capacitif au-dessous de son accord, réalise la compensation d'énergie réactive à la fréquence industrielle.

La puissance réactive de compensation du filtre résonant sous la tension de service  $U_1$  au jeu de barres de raccordement, est donnée par la formule :

$$Q_{VAR} = \frac{n_r^2}{n_r^2 - 1} U_1^2 C 2\pi f_1 \quad (\text{I.18})$$

L'indice 1 est relatif au fondamental

C étant la capacité phase-neutre d'une des trois branches de la batterie vue en étoile.

➤ L'impédance caractéristique

L'impédance caractéristique est donnée par la formule suivante :

$$X_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{I.19})$$

➤ Le facteur de qualité

Le facteur de qualité est donné par la formule suivante :

$$q = \frac{X_0}{r} \quad (\text{I.20})$$

Un filtre efficace doit avoir une inductance possédant un grand facteur  $q_r$  donc  $r \ll X_0$  à la fréquence  $f_r$ .

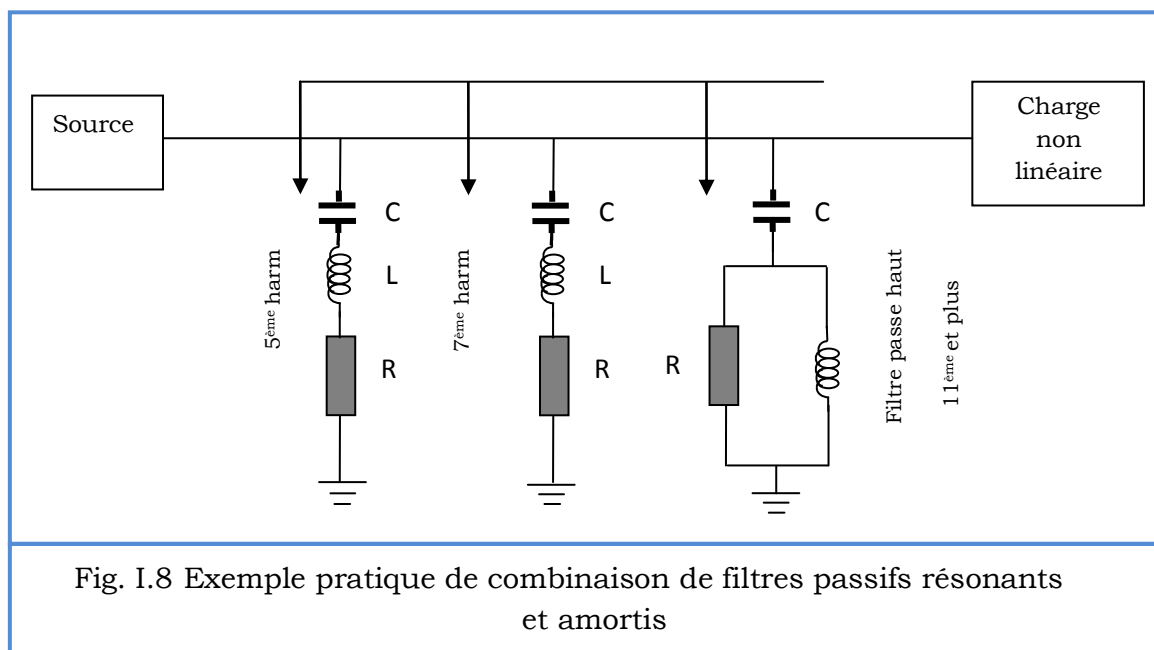
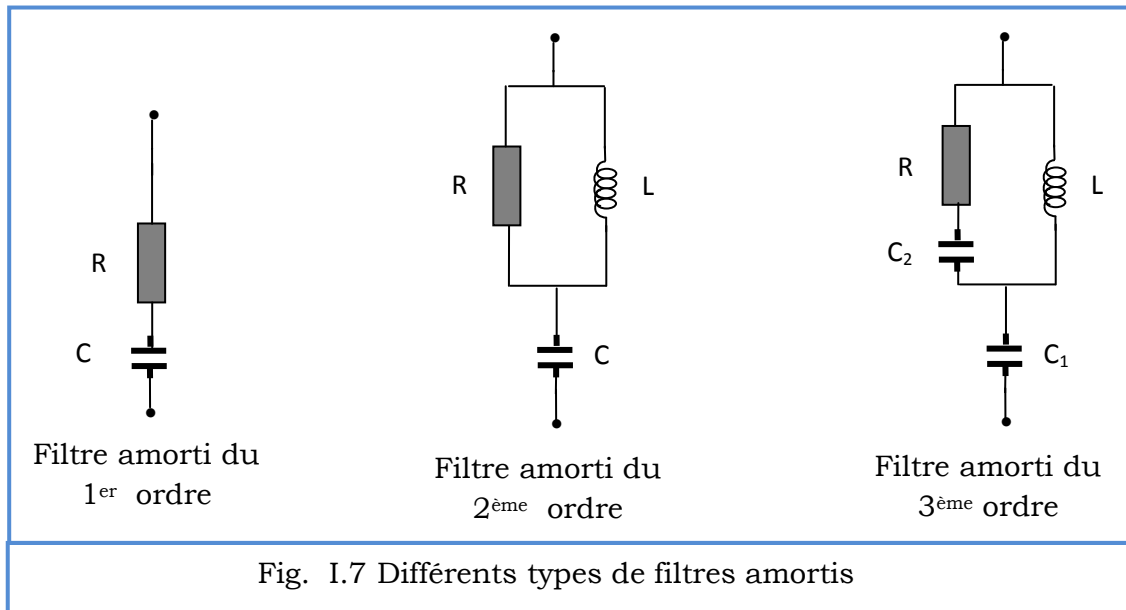
### 1.3.1.1.b Filtre passif amorti

Le filtre amorti peut réduire le risque de résonance non souhaité, et permet de réduire considérablement la taille du filtre passif en fonctionnant sur une large gamme de fréquence.

On distingue trois types de filtres amorti : Le filtre du premier ordre, le filtre du deuxième ordre et le filtre du troisième ordre (Figure I.7). Le filtre du premier ordre est très peu utilisé car il exige une grande capacité et provoque des pertes de puissances élevées.

Les filtres du deuxième ordre et troisième ordre sont plus performants. En pratique, il est courant de mettre en œuvre des filtres résonants en parallèle avec un filtre amorti comme le montre la Figure I.8.

Les filtres résonnant sont accordés pour l'élimination des harmoniques basses fréquences comme le 5<sup>ème</sup> et le 7<sup>ème</sup>, alors que le filtre amorti s'en charge des harmoniques supérieurs.



Les filtres passifs ont l'avantage de pouvoir corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin de compenser une quantité déterminée de la puissance réactive consommée par la charge non linéaire. Cependant, ces filtres présentent quelques inconvénients: [2], [15].

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,
- Equipement volumineux
- Problème de résonances avec l'impédance du réseau,
- Leur efficacité dépend de l'impédance du réseau, mal connue et susceptible de varier.
- Leur incapacité de couvrir une large bande de fréquence, d'où l'utilisation de plusieurs filtres de rang d'accord différents.

Ces inconvénients et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, ont permis d'envisager de nouvelles solutions aux perturbations du réseau électrique.

### **I.3.2 Solutions modernes**

Le remarquable progrès dans le domaine des semi-conducteurs rapides de puissance a permis la promotion de nouvelles structures de convertisseurs telles les filtres actifs et les redresseurs à MLI. Leurs utilisations permettent d'éviter des problèmes aux équipements à base d'éléments passifs. De plus ces nouvelles techniques sont économiques et deviennent de plus en plus intéressantes.

Les avantages de ces filtres par rapport aux filtres passifs sont les suivants : [15]

- Le volume physique du filtre est plus réduit
- La capacité de filtrage est supérieure
- La flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

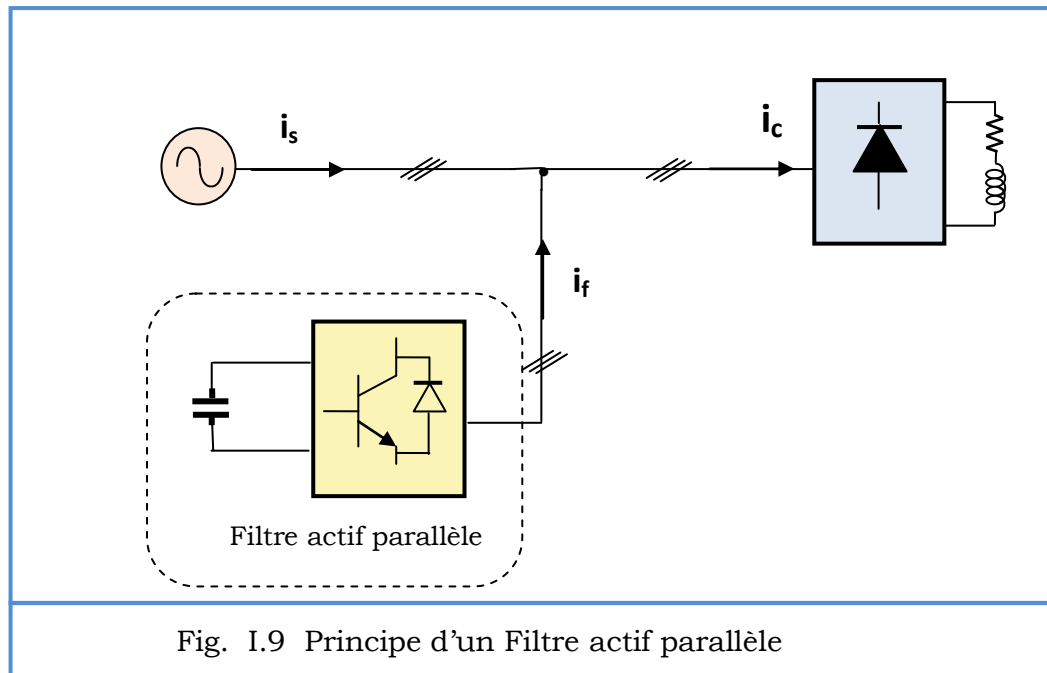
Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients

- Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie ;
- Leur dimensionnement est important ;
- Les pertes sont légèrement plus élevées.

Le but de ces filtres est d'engendrer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendus sinusoïdaux

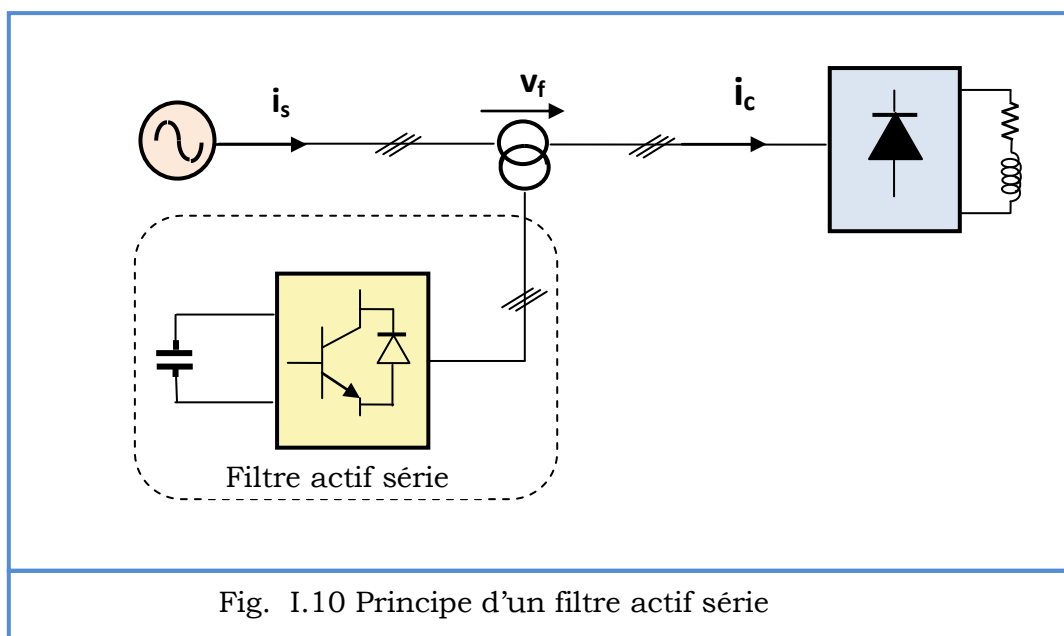
#### **I.3.2.1 Filtre actif parallèle (F.A.P)**

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la Figure I.9 est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [16], [17]. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant coté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, déséquilibres) produits par des charges polluante, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.



### I.3.2.2 Filtre actif série (FAS)

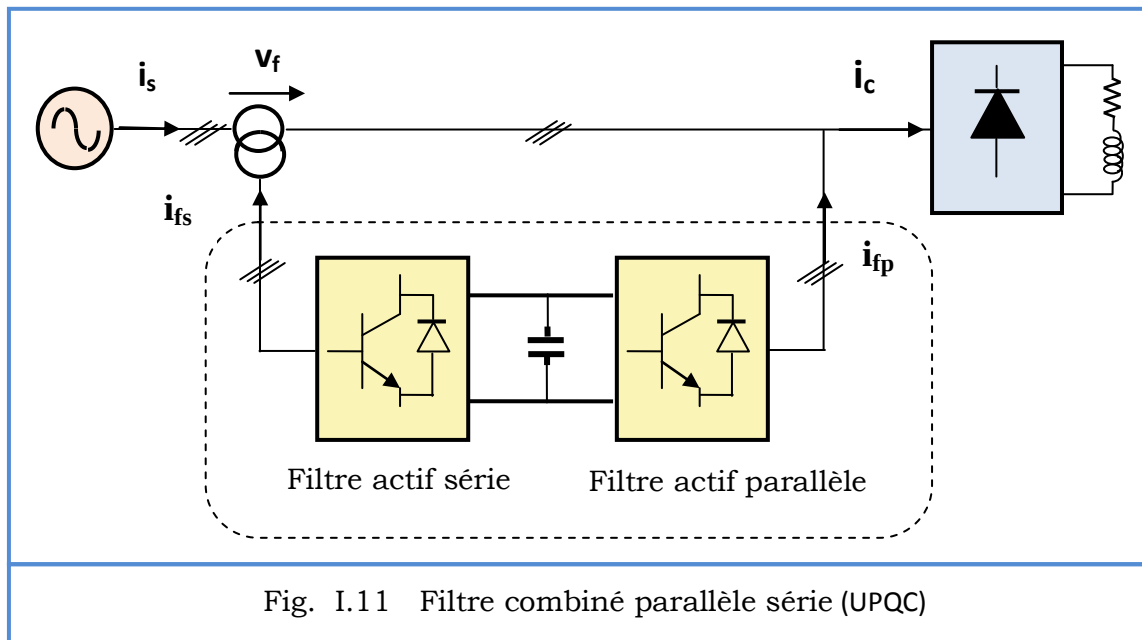
Le but du filtre actif série comme le montre la Figure I.10 est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour le fondamental et de valeur élevée pour les harmoniques. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions, déséquilibres et creux de tension. En revanche le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge. En plus ce filtre nécessite une protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet lors d'un court-circuit coté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit. [18], [19]



### I.3.2.3 Filtre combiné parallèle-série

Un filtre actif combiné parallèle série appelé aussi unified power quality conditioner UPQC comme le montre la figure I.11 est une association de deux filtres : un filtre actif série connecté en série avec la charge et un filtre actif parallèle connecté en parallèle avec celle-ci permettant ainsi de réduire les courants et les tensions harmoniques en même temps. Les tensions harmoniques provenant du réseau sont éliminés par le filtre série fonctionnant en générateur de tension tandis que les courants harmoniques absorbés par la charge polluante sont compensés par le filtre actif parallèle, générateur de courant. [20]

La demande pour ces filtres combinés est limitée à cause de la complexité à les contrôler et de leurs couts élevés. La complexité du control est dû à la dépendance du système de découpage à la fois au circuit parallèle et au circuit série. Par conséquent ce type de filtre a reçu moins d'attention que les autres configurations existantes.



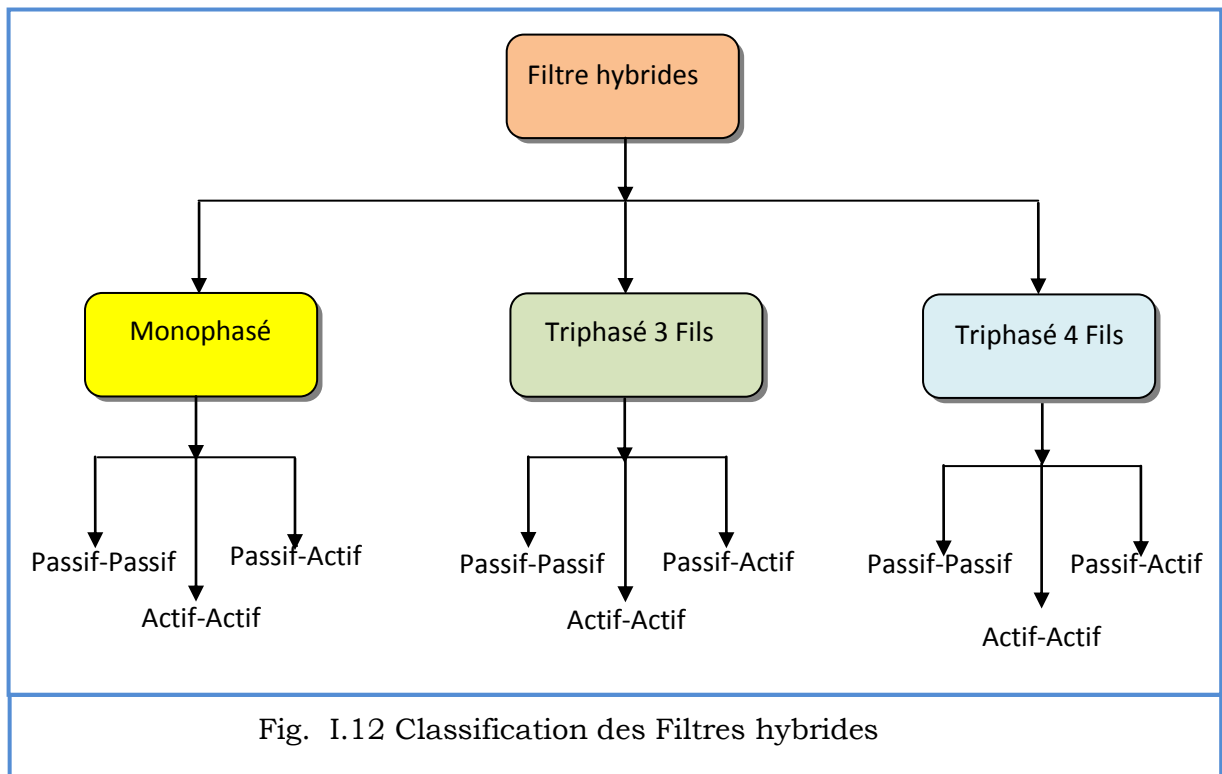
### I.3.2.4 Filtre actif hybride

Le filtre actif hybride résulte de l'association d'un filtre actif et d'un filtre passif, cette structure permet de réduire le cout d'un filtre actif en réduisant sa dimension, et d'optimiser ses performances grâce aux éléments passifs qui réduisent considérablement la puissance du convertisseur du filtre actif. En effet, les filtres passifs et actifs partagent les taches : le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques tandis que le filtre actif s'occupe de maintenir les performances du filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau. [21]

Les filtres hybrides peuvent être classées selon le nombre d'éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (Filtres actifs et filtres passifs), le système traité (monophasé, triphasé à trois fils et triphasé à quatre fils) et le type d'onduleur utilisé (structure de tension ou de courant). La Figure I.12 présente quelques configurations de filtres hybrides selon le type de système étudié et les éléments associés. [22]

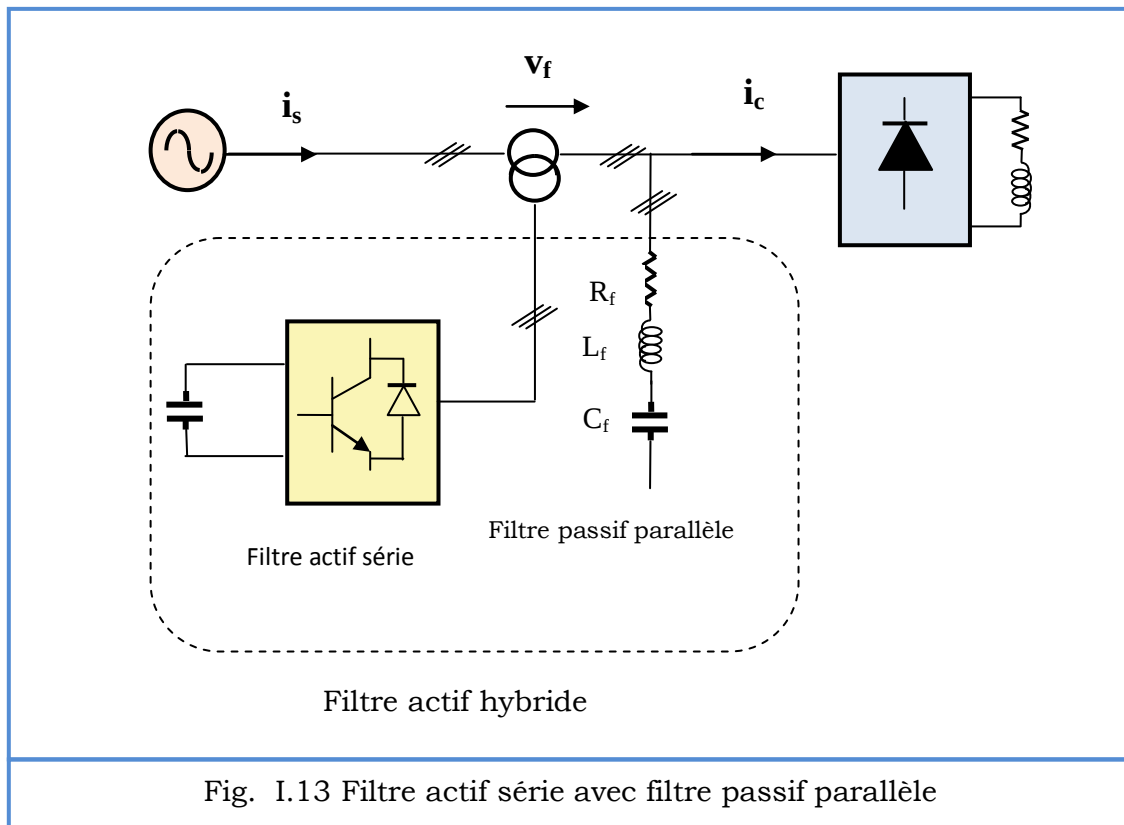
Plusieurs topologies ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant :

- Le Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles
- Le Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles
- Le Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.



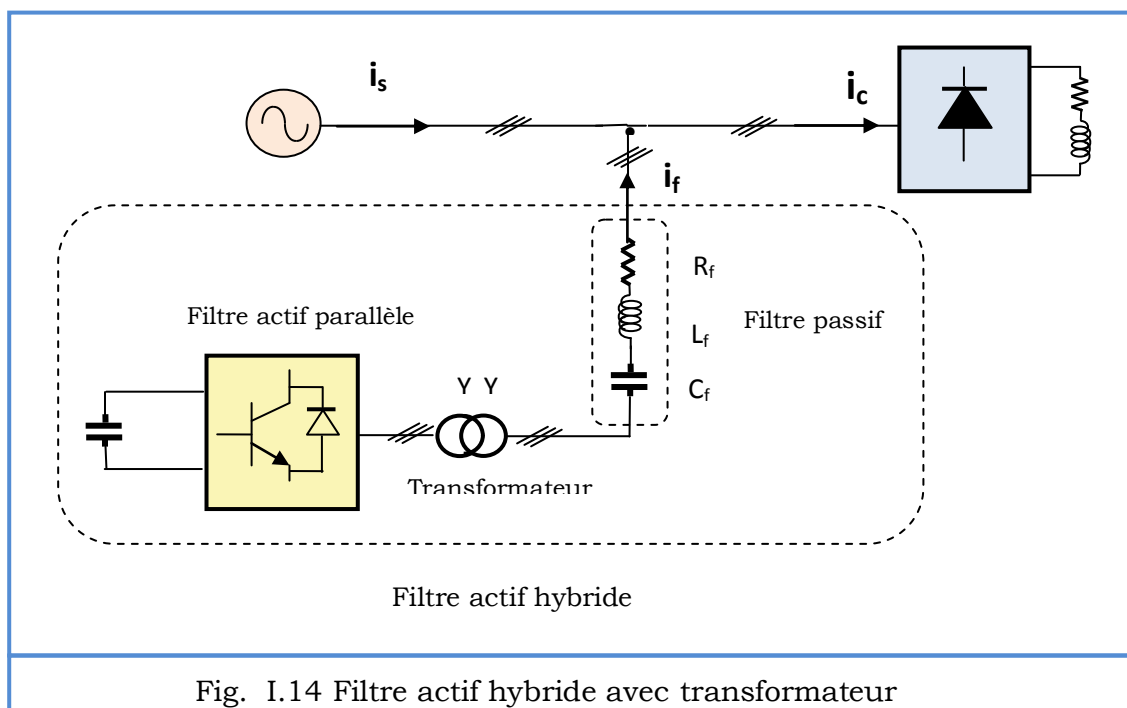
#### *1.3.2.4.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles*

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la Figure I.13. [23]



#### 1.3.2.4.2 Filtre actif parallèle hybride avec transformateur

La configuration du filtre actif hybride parallèle avec transformateurs est représentée sur la Figure I.14. Elle permet de réduire le dimensionnement du filtre actif à moins de 2%. [24], [13], [25].



#### 1.3.2.4.3 Filtre actif parallèle hybride comportant un transformateur et une inductance

Le principe de fonctionnement de cette configuration comme montrée dans la Figure I.15 est le même que celui de la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif car le courant qui le traverse est plus faible. De plus le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge. [26], [24].

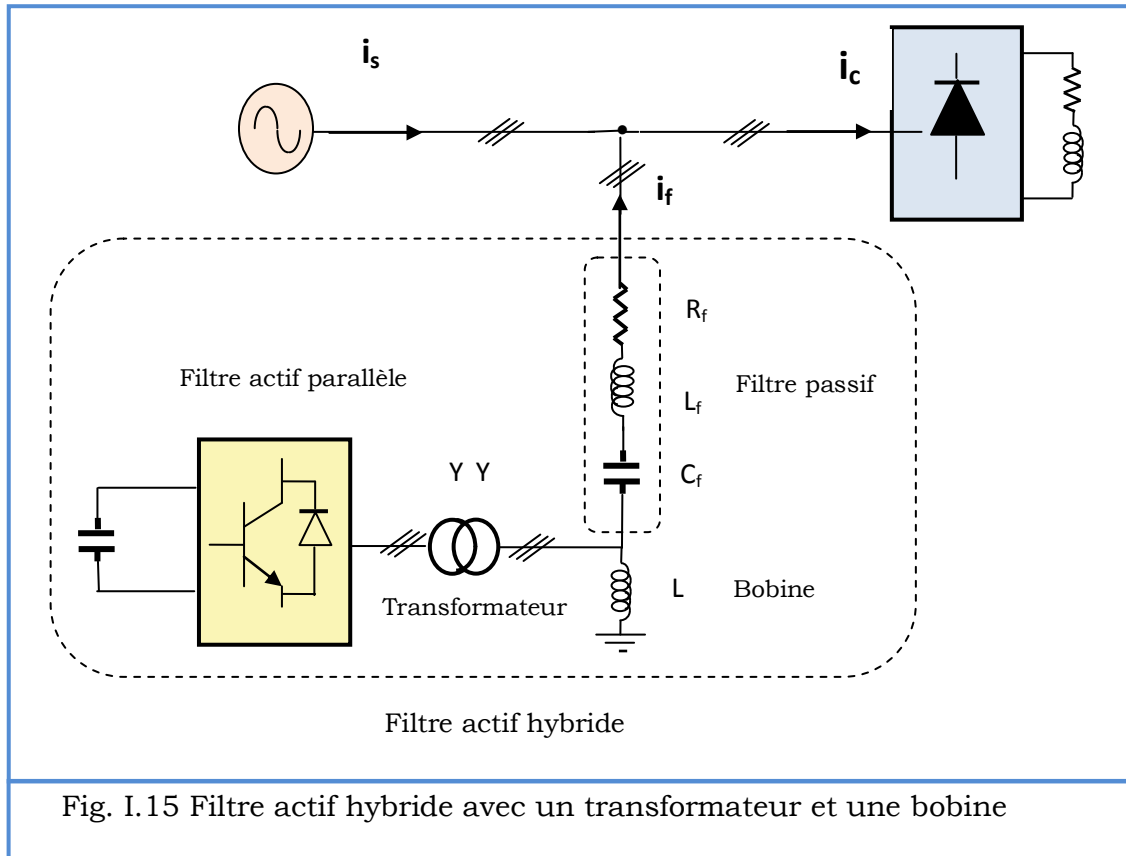


Fig. I.15 Filtre actif hybride avec un transformateur et une bobine

#### 1.3.2.4.4 Filtre actif parallèle hybride comportant un transformateur et un condensateur

Plusieurs topologies de filtres actifs séries, de filtres actifs parallèle et de filtres actifs hybrides (combinaison de filtres actifs séries et parallèle) ont été développés et commercialisés, telles que les applications nécessitant une alimentation de puissance interrompue. Cependant, peu de topologie peuvent éliminer les phénomènes de résonance qui peuvent apparaître dans les systèmes d'alimentations équipés des correcteurs de facteur de puissance. Le filtre actif parallèle hybride donné à la Figure I.16 peut amortir le phénomène de résonance tout en décalant la fréquence de résonance créée par l'inductance de la source et les correcteurs de facteur de puissance à une valeur non critique. [24], [25], [27].

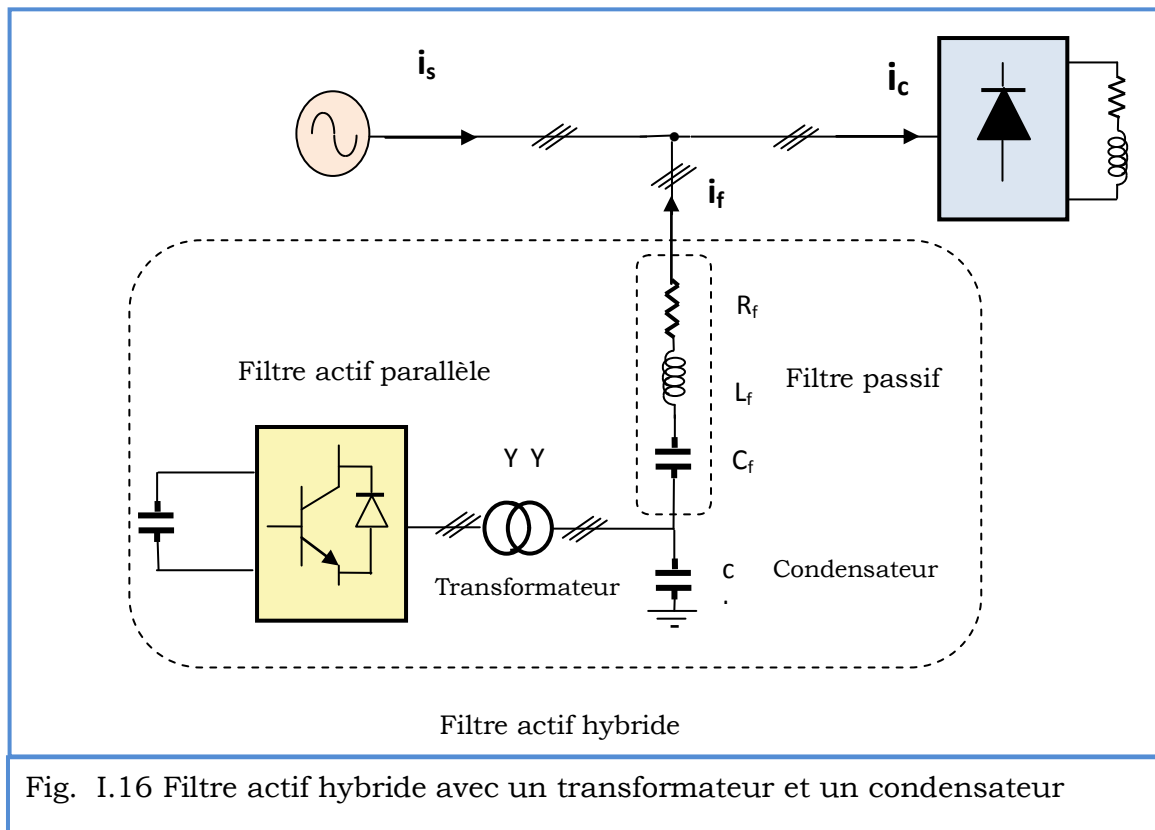


Fig. I.16 Filtre actif hybride avec un transformateur et un condensateur

#### 1.3.2.4.5 Filtre actif parallèle hybride sans transformateur

Dans cette configuration, les deux filtres actif et passif sont directement connectés en série, sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme le montre la Figure I.17. Dans ce cas, le filtre actif joue un rôle essentiel en réduisant les harmoniques de courant de source, tandis que le filtre passif accordé à la 5<sup>ème</sup> ou à la 7<sup>ème</sup> harmonique se comporte comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce système présente deux avantages : le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible et le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs en évitant l'amplification des tensions harmoniques qui sont en amont aux fréquences d'antirésonances des filtres passifs. De même il atténue fortement les courants harmoniques entre la charge et la source par abaissement de l'impédance globale (filtre passif plus compensateurs actifs). En plus, puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement peut être réduit. [28], [29]

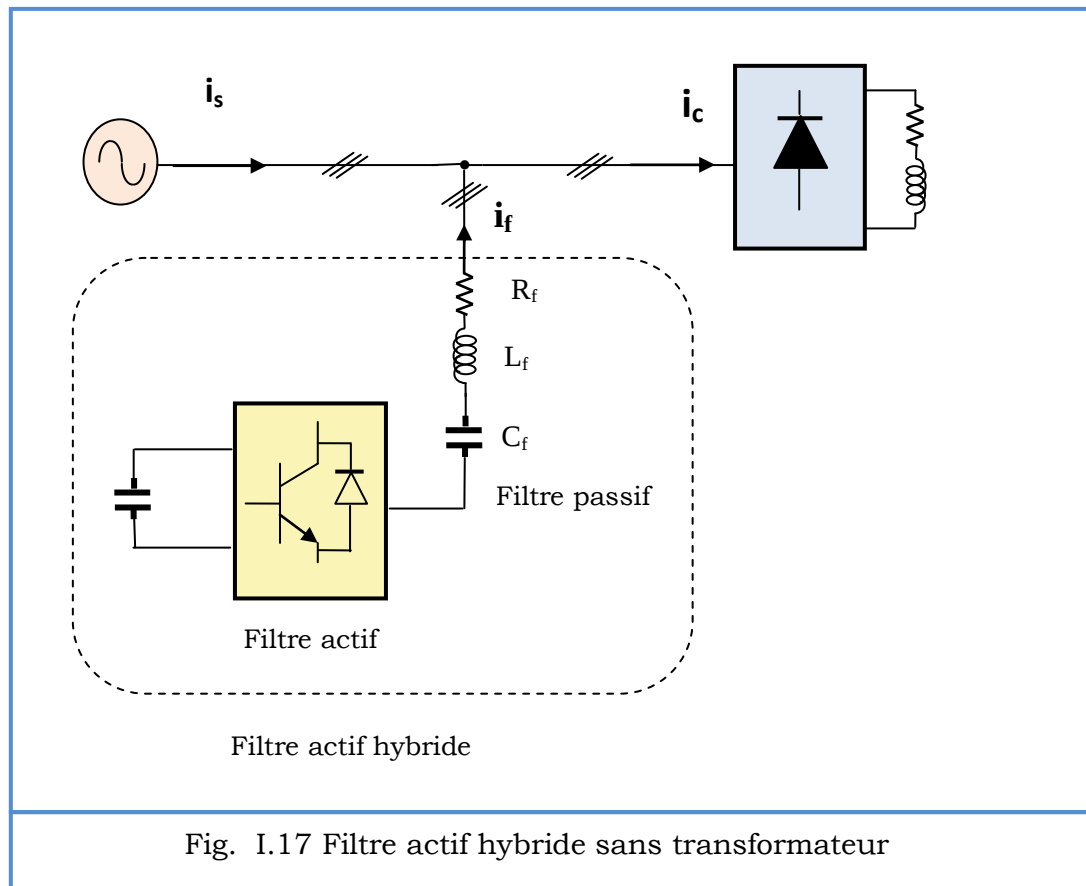
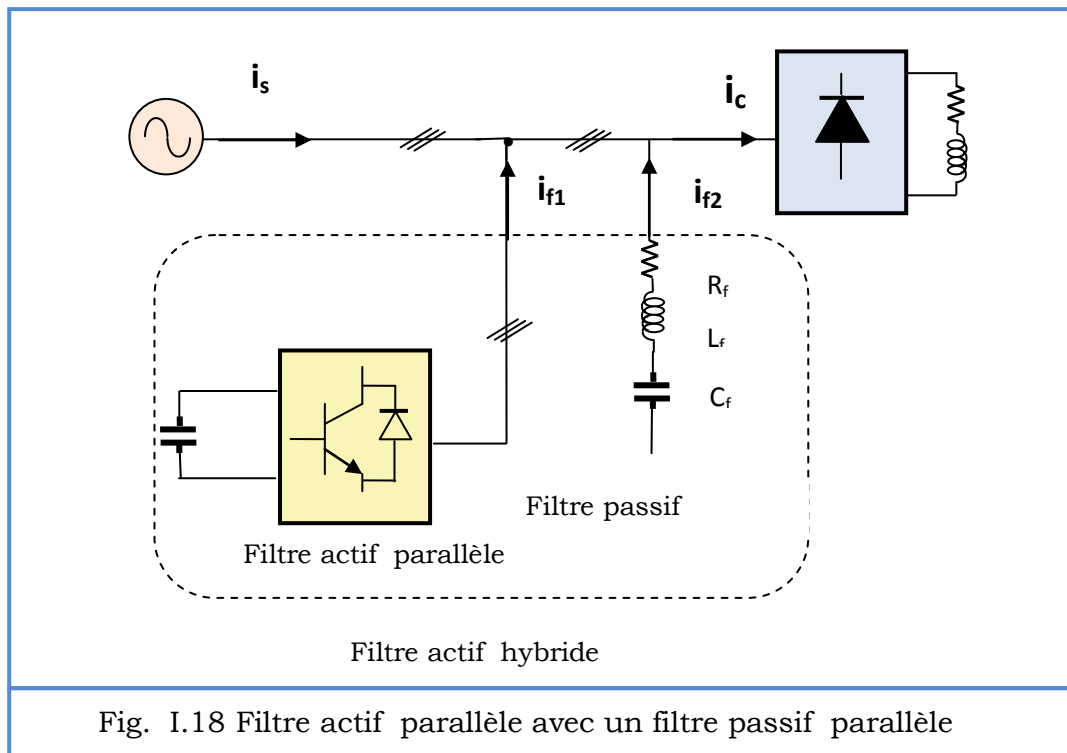


Fig. I.17 Filtre actif hybride sans transformateur

#### 1.3.2.4.6 Filtre actif parallèle avec des filtres passifs parallèles

Les filtres passifs sont accordés aux fréquences des harmoniques fortement présents sur le réseau. Le filtre actif se comporte comme une source de tension contrôlée en courant. Les composantes harmoniques du courant de la charge sont absorbées par la branche parallèle. Le courant du réseau est alors sinusoïdal. Ce système présente l'avantage suivant: Le dimensionnement du filtre actif est réduit. Ce filtre est destiné seulement aux basses fréquences harmoniques, il peut réguler l'énergie réactive et supprimer les creux de tensions. Par contre son inconvénient est que les courants de compensations peuvent circuler dans les filtres passifs, et les courants harmoniques peuvent transiter dans le filtre actif.[13],[30].

Le Tableau I.6 donne une comparaison des propriétés des types de filtre actif hybride présenté précédemment.

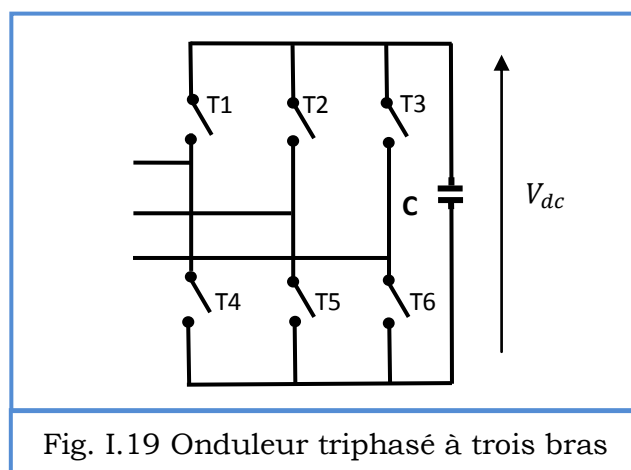


#### *1.3.2.4.7 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs*

Pour les différentes structures de filtres hybrides présentées auparavant, différentes topologies d'onduleurs peuvent être mises en œuvre pour le filtre actif. Les structures usuelles de convertisseurs sont décrites ci-après.

##### *1.3.2.4.7.1 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras*

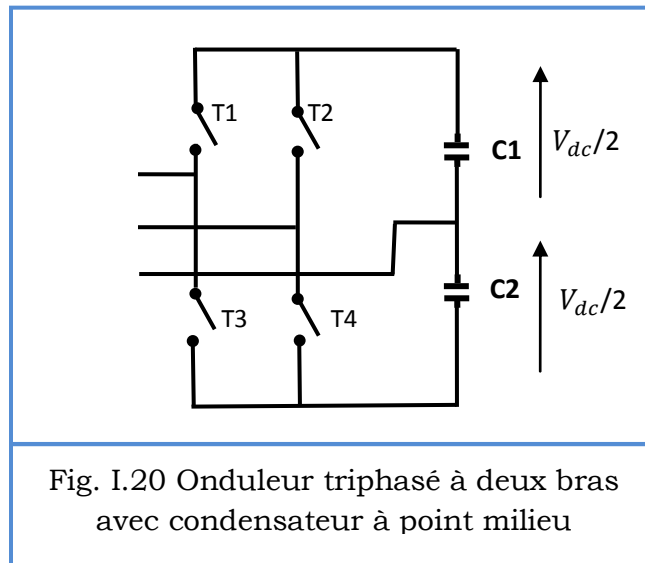
La configuration la plus répandue est le filtre actif parallèle à trois bras. Les trois bras de l'onduleur sont formés par six interrupteurs bidirectionnels en courant, qui sont des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, IGBT ou GTO) comportant une diode en antiparallèle. Cet onduleur est connecté au réseau électrique par un filtre de sortie. Son schéma de principe est illustré à la Figure I.19



#### ***1.3.2.4.7.2 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à deux bras avec Condensateur à point milieu***

Dans cette topologie, l'onduleur est constitué de quatre interrupteurs réversibles en courant « formant les deux bras », qui sont également des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture comportant une diode en antiparallèle. Le troisième bras est « remplacé » par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique.

Chacune des deux capacités joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes,  $\frac{V_{dc}}{2}$ , est également maintenue à une valeur positive quasi-constante [31].



#### ***1.3.2.4.7.3 Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras***

Dans cette configuration, nous utilisons un onduleur comprenant quatre bras, constitués de huit interrupteurs réversibles en courant comme l'illustre la Figure I.21. Cette configuration a été proposée afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point milieu comme celle de la configuration précédente. [32], [33].

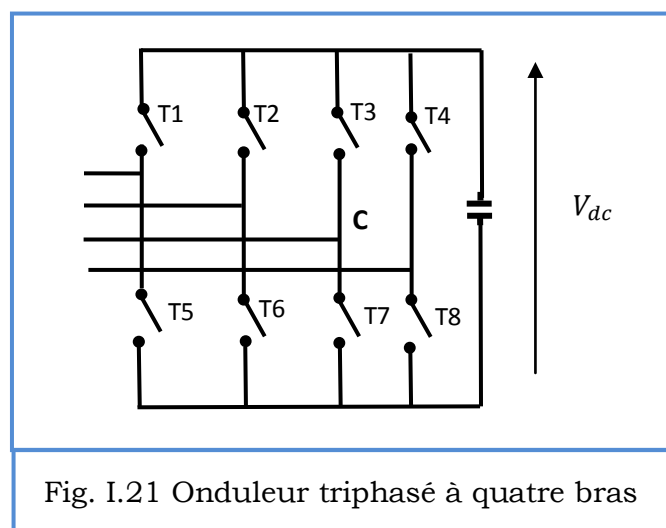


Tableau I.5 Comparaison des différentes configurations de Filtrage Hybride

| Type du Filtre hybride                   | Filtre Actif série avec filtre passif parallèle                                                                                                                                  | Filtre actif en série avec Filtre passif parallèle                                                                                                           | Filtre actif parallèle avec Filtre passif parallèle                                                                                                              |
|------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Rôle du Filtre Actif                     | Isolateur des harmoniques                                                                                                                                                        | Isolateur des harmoniques                                                                                                                                    | Compensateurs des harmoniques de rang faible                                                                                                                     |
| Fréquence de commutation du filtre actif | Elevée                                                                                                                                                                           | Elevée                                                                                                                                                       | Elevée                                                                                                                                                           |
| Dimensionnement du filtre actif          | Faible                                                                                                                                                                           | Très Faible                                                                                                                                                  | Important                                                                                                                                                        |
| Rôle du filtre passif                    | Compensation de tous les harmoniques                                                                                                                                             | Compensation de tous les harmoniques                                                                                                                         | Compensation des harmoniques de rang élevé                                                                                                                       |
| Dimensionnement du filtre passif         | Important                                                                                                                                                                        | Important                                                                                                                                                    | Faible                                                                                                                                                           |
| Avantages                                | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Peut être installé à des filtres passifs déjà installés</li> <li>- Le courant harmonique ne circule pas dans le filtre actif</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Peut être installé à des filtres passifs déjà installés</li> <li>- Protection facile de la partie active</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Peut être installé à des filtres passifs déjà installés</li> <li>- Permet de contrôler la puissance réactive</li> </ul> |
| Problèmes                                | Ne permet pas le contrôle de la puissance réactive                                                                                                                               | Ne permet pas le contrôle de la puissance réactive                                                                                                           | L'efficacité du Filtre passif dépend de l'impédance du réseau                                                                                                    |
| Situation présente                       | En étude                                                                                                                                                                         | Bientôt sur le marché                                                                                                                                        | Déjà commercialisé                                                                                                                                               |

#### I.4 Etat de l'art des filtres hybrides :

Parmi les solutions traditionnels de dépollution, le filtrage passif qui présente l'inconvénient majeur de la non adaptabilité aux variations du réseau et de la charge et le problème de résonance avec l'impédance du réseau, pour palier à ces problèmes et grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance en particulier a conduit à la conception de nouvelles solutions : le filtrage actif qui se présente comme une meilleure solution pour tous types de perturbations susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique. Or, ce dernier présente l'inconvénient de son coût élevé pour des applications industrielles à puissance élevée. Par conséquent, l'attention s'est orientée vers les systèmes combinés de filtres actifs et de filtres passifs, qui furent dénommés 'filtres hybrides'.

Dans [34], M.Takeda, K.Ikeda, Y.Tominaga ont présenté un nouveau schéma de compensation utilisant un filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif passe-haut conventionnel.

En répartissant leurs rôles de telle sorte que le filtre actif absorbe les courants harmoniques d'ordre moins élevés, et que le filtre passif absorbe ceux d'ordre plus élevés. Le filtre actif pouvait remplir sa fonction avec un dimensionnement réduit, ce qui a amené à un système relativement économique. Une fonction principale a été introduite dans son circuit de commande révélant la caractéristique intéressante qu'un filtre actif pouvait être utilisé comme un moyen de prévention contre toute résonance parallèle produite par les filtres passifs et les équipements du système de puissance. Ceci a rendu possible la réalisation d'un filtre idéal pour une large gamme d'harmoniques sans crainte d'aucune amplification due aux résonances parallèles. Sur le plan expérimental, cette technique a été vérifiée sur un cycloconvertisseur ( $2 \times 2800 \text{ kW}$ ), étant compensé avec un filtre actif de 900 KVA et un filtre passif de 6600 KVA [34].

En 1988, F.Z.Peng, H.Akagi et A.Nabae ont proposé un système combiné de filtre passif parallèle et de filtre actif série de faible puissance [35], [36]. Ce dernier a fourni des caractéristiques de compensation meilleurs, et à moindre coût. Ce système fut validé sur un pont triphasé à thyristors de 20 KVA, étant compensé par un filtre passif parallèle de 10 KVA et par un filtre actif série de 0.3 KVA dans [35], et de 0.45 KVA dans [36]. La vocation du filtre actif série n'était pas essentiellement la compensation des harmoniques causés par le pont redresseur, c'était plutôt l'amélioration des caractéristiques de filtrage des filtres passifs et la résolution des problèmes de résonance liés à ces derniers. Il a été montré que le filtre actif série agit comme une résistance destinée à éliminer les antirésonances entre le filtre passif parallèle et l'impédance de la source d'alimentation, et agit également comme une résistance de blocage de source, de circuler dans les filtres passifs.

Une autre configuration de filtre hybride est celle proposée par H.Fujita et H.Akagi dans [28]. La configuration se basait sur la connexion série d'un filtre actif série et d'un filtre passif, le tout placé en parallèle entre la source d'alimentation et la charge polluante. Comme le filtre actif servait seulement à l'amélioration des caractéristiques de filtrage du filtre passif, l'avantage apporté par cette nouvelle conception était la réduction des KVA du filtre actif, et le surpassement des inconvénients des filtres passifs fonctionnant seuls, aboutissant ainsi à une solution plus pratique et plus économique. Aussi, les auteurs ont conclu que le taux du filtre actif (pourcentage du rapport entre la puissance apparente du filtre actif et celle de la charge non linéaire) présentait une décroissance inversement proportionnel avec le facteur de qualité du filtre passif.

Une nouvelle topologie, introduite par M.Rastogi, N.Mohan, et A.E.Edris [37], a permis la mise en œuvre pratique des filtres hybrides à taux réduit dédiés aux charges de fortes puissances. Un filtre passif en série avec un onduleur fonctionnant en mode contrôleur du courant été connecté en parallèle au système de puissance.

Il a été montré que le filtre proposé avait un taux de seulement 9 % si comparé à un filtre actif agissant seul et approximativement la moitié d'un filtre hybride série.

Aussi, les auteurs ont affirmé que la réduction du taux des convertisseurs constituant un filtre actif n'était possible que si un filtre passif était connecté dans une configuration hybride. En outre, une comparaison entre les filtres passifs, actifs purs, et hybrides était fournie.

Dans [38], P.T.Cheng, S.Bhattacharya, et D.M.Divan ont présenté un filtre actif hybride parallèle. Le filtre actif consistait en un onduleur à onde-carrée en série avec un filtre passif LC, afin de fournir une isolation source –charge aux fréquences dominantes (5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup>) et d'obéir à la norme standard IEEE 519 [39] concernant les applications fortes puissances. Il a été également montré que les filtres actifs de faibles taux (1%-2%) apportaient pratiquement une solution économique et viable pour des charges non-linéaires au-dessus de 100MW.

D'un côté dans [40] l'auteur propose l'utilisation d'un filtre actif hybride à base d'un onduleur multi-niveau à capacité flottante pour se connecter à un réseau de 20KV. L'onduleur se comporte comme un diviseur de tension avec pour but de limiter la tension qui doit supporter le filtre actif.

D'un autre côté, dans [41], est décrit un filtre actif hybride bi-niveaux, constitué d'un filtre passif relié directement en série (sans transformateur) à un filtre actif, le tout directement connecté à un réseau de 3.3KV.

Une étude similaire est réalisée dans [42] où le filtre est connecté à un réseau de 6.6KV mais dans ce cas le but du filtre est d'amortir les harmoniques de la ligne.

Finalement dans [43] l'auteur propose un filtre actif hybride sans transformateur avec topologie NPC qui se connecte à un réseau de distribution de 6KV/10KV.

## **I.5 Conclusion**

Dans ce premier chapitre nous avons exposé une idée générale sur la notion de Perturbations affectant les réseaux électriques en particulier les harmoniques, leurs origines, leurs effets néfastes sur le réseau de distribution, les normes imposées sont également exposées.

Ensuite pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions, ont été exposées. 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. Pour pallier à ces problèmes et grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance en particulier a conduit à la conception de nouvelles solutions : le filtrage actif qui se présente comme une meilleure solution pour tous types de perturbations susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique.

Or ce dernier présente l'inconvénient de son coût élevé pour des applications industrielles à puissance élevée. Par conséquent, l'attention s'est orientée vers les systèmes combinés de filtres actifs et de filtres passifs, qui furent dénommés 'filtres hybrides'.

Pour ce qui est des solutions conventionnelles, nous avons présenté les deux topologies utilisées, à savoir le filtre actif pur et le filtre actif hybride. Plusieurs types de filtre actifs et hybrides ont été présentés, nous avons retenu pour le reste de notre étude la topologie du filtre actif hybride constitué d'un filtre actif parallèle en série avec un filtre passif accordé sur l'harmonique 5 le tout placé en parallèle avec la charge. Le choix de ce type de topologies est dû aux avantages, que présente ce dernier par rapport aux autres.

Cette topologie a pour but de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux. Ainsi, le choix de la topologie du filtre actifs parallèles hybride se présente comme la solution la plus adaptée pour le filtrage des courants harmoniques. Dans le chapitre suivant nous étudierons la structure, les différentes méthodes d'identifications des courants harmoniques, les différentes stratégies de commande et la régulation de la tension continue et du courant du filtre des filtres actifs purs et hybrides.

# Chapitre II

Structure, Stratégies de commande,  
et régulation du Filtre Actif  
parallèle pur et hybride

## II.1 Introduction

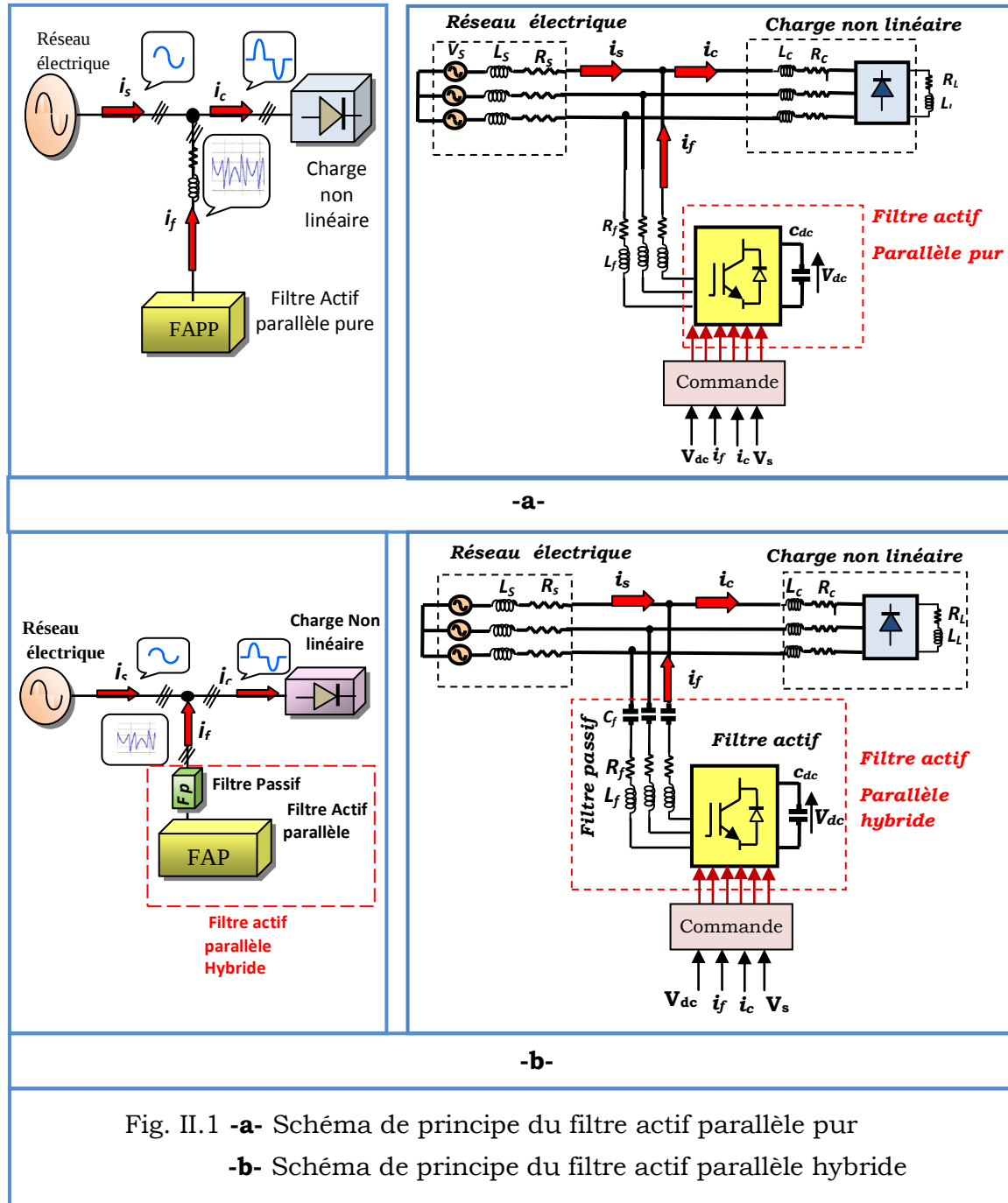
Dans le chapitre précédant, nous avons rappelé les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques de basse tension et les solutions de dépollution existantes, notamment le filtre actif pur et le filtre actif hybride.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à l'étude du filtre actif parallèle à trois fils à structure tension pur et hybride.

Le rôle du filtre actif pur présenté sur la Figure II.1.a consiste à éliminer les harmoniques produites par la charge non linéaire en fournissant à tous instant des harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase à ceux produites par la charge non linéaire et ceci afin que le courant dans la ligne reste sinusoïdal .

Le FAPH est composé d'un *filtre actif triphasé* à structure tension et d'un *filtre passif triphasé*, classiquement accordé sur *l'harmonique 5* pour des raisons liées à l'encombrement. Ces deux filtres sont directement connectés en série *sans transformateur*. L'ensemble est ensuite connecté en parallèle sur le réseau près de la charge non linéaire, comme le présente la Figure II.1.b. Il est à rappeler que pour cette topologie, la puissance du filtre actif est encore plus réduite puisque le courant qui le traverse est plus faible; ainsi le filtre actif est à l'abri de courant de court-circuit éventuel au niveau de la charge car il est placé en série avec les filtres passifs parallèles et en dérivation par rapport à la charge non linéaire. Le filtre passif absorbe les courants harmoniques de rang 5 générés par la charge et le filtre actif améliore l'efficacité du filtre passif.

Dans ce chapitre nous étudierons tout d'abord la structure du filtre actif parallèle triphasé pur et hybride permettant de compenser les harmoniques de courant d'un réseau électrique triphasé trois fils , ensuite nous étudierons les différentes méthodes d'identifications des courants harmoniques à savoir la méthode classique des puissances réelles et imaginaires, la méthode des puissances réelles et imaginaires améliorée et la méthode du référentiel synchrone, puis nous verrons les différentes stratégies de commande de l'onduleur : la commande par hystérésis, hystérésis modulée et modulation de largeur d'impulsions , enfin une étude sur la régulation du courant du filtre et de la tension continue est présentée et nous clôturons le chapitre par des validations par simulations sous l'environnement Matlab/Simulink des différentes méthodes étudiées pour le filtre actif pur et hybride .



## II.2 Structure générale du filtre actif triphasé parallèle pur et hybride

Un filtre actif triphasé parallèle que ce soit pur ou hybride est composé de deux parties, la partie puissance et la partie commande. Pour le filtre actif parallèle pur la partie puissance est constituée d'un onduleur, d'un filtre de sortie, et d'un élément passif lui servant de source d'énergie, tandis que pour le filtre actif parallèle hybride la seule différence est le filtre de sortie qui est remplacé par un filtre passif résonant LC accordé généralement sur le cinquième ou le septième harmonique.

La partie commande sert à générer les courants de références, de commander l'onduleur et de réguler la tension continue.

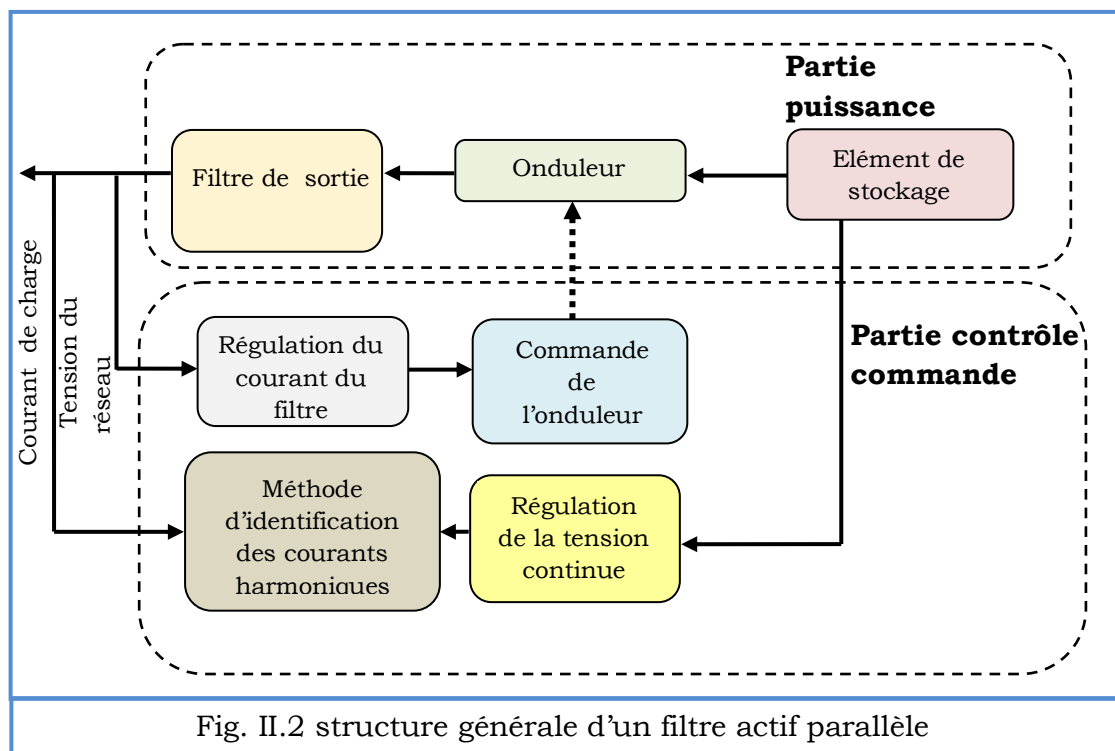
La Figure II.2 donne la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : La partie puissance et la partie contrôle-commande. [14], [44], [45].

➤ **La partie puissance est constituée :**

- D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT,...etc.) avec des diodes en antiparallèles
- D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif
- D'un filtre de sortie (pour le filtre actif parallèle pur ) et d'un filtre passif LC accordé sur l'un des harmonique 5 ou 7 (pour le filtre actif parallèle hybride).

➤ **La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :**

- De la méthode d'identification des courants harmoniques
- De la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie
- De la régulation du courant du filtre
- De la commande de l'onduleur de tension.



## II.2.1 Etude de la partie puissance

### II.2.1.1 Onduleur de tension

#### II.2.1.1.1 Structure de l'onduleur

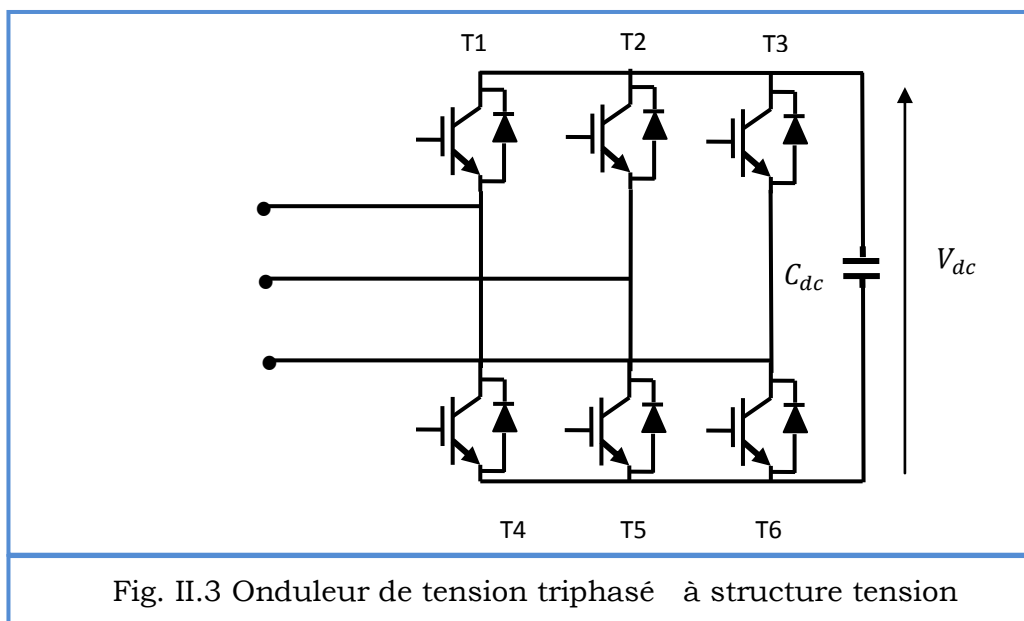
L'onduleur triphasé de tension à deux niveaux à base d'IGBT comme le montre la Figure II.3 est constitué de six interrupteurs bidirectionnels en courant (commandés à l'amorçage et au blocage) conduisant le courant dans les deux directions grâce aux diodes en antiparallèles. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur  $C_{dc}$  de tension  $V_{dc}$ .

Pour le filtre actif parallèle pur l'onduleur est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre du premier ordre appelé filtre de sortie ou filtre de couplage constitué d'une inductance  $L_f$ . Tandis que pour la configuration du filtre hybride qu'on a utilisé l'onduleur est directement lié à un filtre passif résonant  $L_f C_f$  accordé sur le cinquième harmonique.

Pour cette structure du filtre actif parallèle, les contraintes suivantes doivent être respectées:

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

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Le mode où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe en réalité que durant les commutations.



Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé *temps mort*, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre [23].

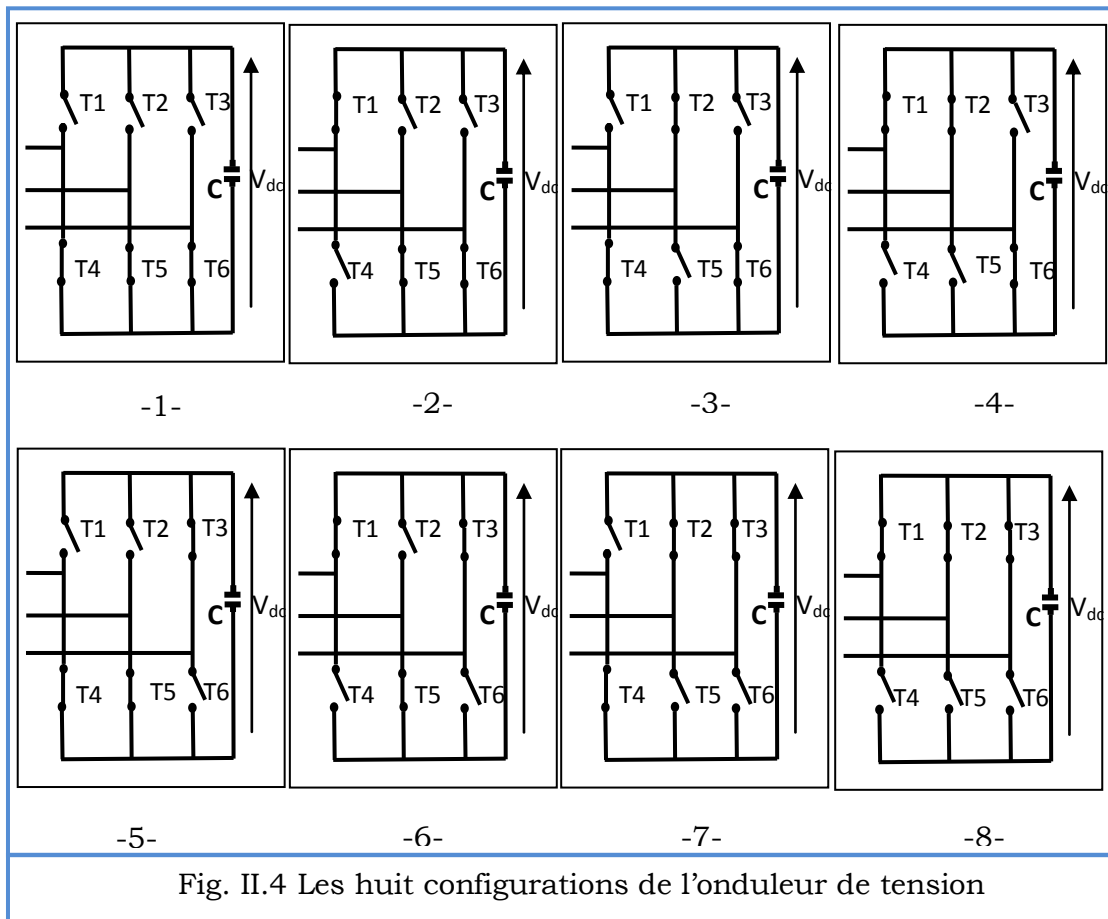
Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure. II.3 dépendent de l'état des trois signaux de commande ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ) définis ci-dessous:

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ est fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_1 \text{ est ouvert et } T_4 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } T_2 \text{ est fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_2 \text{ est ouvert et } T_5 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } T_3 \text{ est fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_3 \text{ est ouvert et } T_6 \text{ est fermé} \end{cases}$$

Ainsi à partir des états des interrupteurs présentés par les variables  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ , on pourra examiner huit configurations possibles de l'onduleur comme c'est récapitulé dans la Figure II.4. Chaque configuration est déterminée par l'état de interrupteurs du commutateur du haut, et ceux du commutateur du bas étant à l'état opposée par principe de complémentarité [16].



### II.2.1.1.2 Tensions générées par l'onduleur

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

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.1})$$

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bo} - V_{co} \\ V_{co} - V_{ao} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.2})$$

Ainsi, on peut facilement exprimer les tensions  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  en fonction des fonctions de commutation  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  des trois phases a, b, c comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{ab} - V_{ca} \\ V_{bc} - V_{ab} \\ V_{ca} - V_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - S_{b1} - S_{c1} \\ -S_{a1} + 2S_{b1} - S_{c1} \\ -S_{a1} - S_{b1} + 2S_{c1} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.3})$$

Puisque les variables  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  pour les trois phases a, b, c prennent chacune deux valeurs, il en résulte huit combinaisons de commande, qui sont présentées dans le Tableau II.1. [16], [46].

| Tableau II.1 Tension générées par l'onduleur |       |       |       |              |              |             |
|----------------------------------------------|-------|-------|-------|--------------|--------------|-------------|
| Cas<br>$N^o$                                 | $S_3$ | $S_2$ | $S_1$ | $V_{f3}$     | $V_{f2}$     | $V_{f1}$    |
| 1                                            | 0     | 0     | 0     | 0            | 0            | 0           |
| 2                                            | 0     | 0     | 1     | $-V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$  | $2V_{dc}/3$ |
| 3                                            | 0     | 1     | 0     | $-V_{dc}/3$  | $2V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$ |
| 4                                            | 0     | 1     | 1     | $-2V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$   | $V_{dc}/3$  |
| 5                                            | 1     | 0     | 0     | $2V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$ |
| 6                                            | 1     | 0     | 1     | $V_{dc}/3$   | $-2V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$  |
| 7                                            | 1     | 1     | 0     | $V_{dc}/3$   | $V_{dc}/3$   | $2V_{dc}/3$ |
| 8                                            | 1     | 1     | 1     | 0            | 0            | 0           |

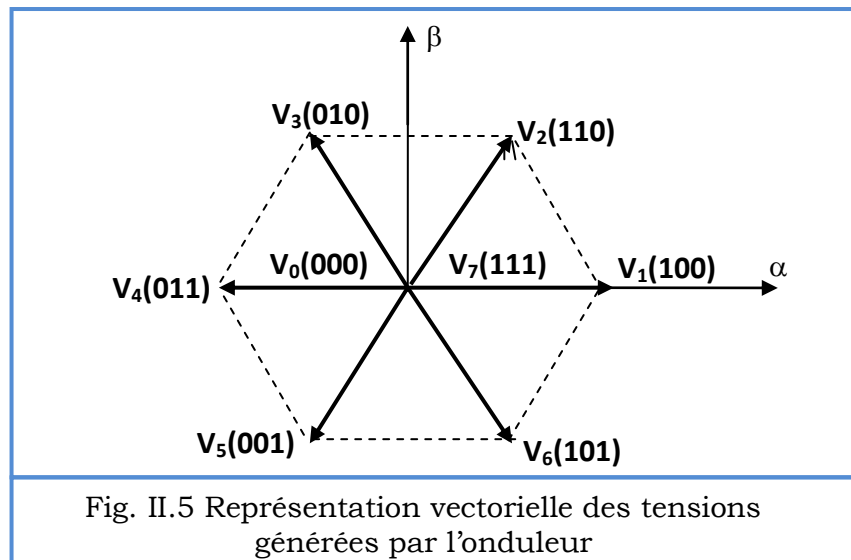
### II.2.1.1.3 Représentation vectorielle des Tensions générés

Le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions de phases, il est commode de représenter les tensions fournies par l'onduleur dans un repère orthogonal ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

Dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

La Figure II.5 présente les tensions générées par l'onduleur sous forme d'un vecteur, il y a huit positions possibles, six se trouvent aux sommets d'un hexagone ( $V_1$  à  $V_6$ ) de module  $\sqrt{2}/3 V$  et deux positions à l'origine, de module nul ( $V_0$  et  $V_7$ ).



### II.2.1.2 Circuit de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie est réalisé coté continu à l'aide d'un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur  $C_{dc}$  jouant le rôle d'une source de tension continu. Le choix des paramètres du système de stockage ( $C_{dc}$  et  $V_{dc-ref}$ ) a une influence directe sur la dynamique du filtre et sur ses performances de compensations. D'une part une tension  $V_{dc-ref}$  élevée améliore la dynamique du filtre. D'autre part les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$ , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de la valeur de  $C_{dc}$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre. Une valeur élevée de  $C_{dc}$  réduit les ondulations de  $V_{dc}$ , mais augmente le coût et la taille du filtre actif. [47]

Sachant que l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la marge de commandabilité du filtre actif et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue  $V_{dc}$  doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité de l'onduleur.

Afin de déterminer la valeur du condensateur de stockage d'énergie  $C_{dc}$ , plusieurs méthodes ont été développées dans la littérature. Néanmoins on présentera deux de ces méthodes :

La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz) [16]. En choisissant un taux d'ondulation acceptable ( $\epsilon$ ), généralement de l'ordre de 5% de la tension  $V_{dc}$  du bus continu, nous pouvons calculer la capacité  $C_{dc}$  à partir de la relation suivante :

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

Avec :  $V_S$  la tension simple du réseau,  $I_h$  le courant harmonique du rang  $h$  et  $\alpha$  l'angle d'amorçage des thyristors du pont Graetz.

La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique  $I_h$  du rang le plus faible. La capacité  $C_{dc}$  se calcule de la façon suivante: [20]

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\omega_h \cdot \epsilon \cdot V_{dc}} \quad (\text{II.6})$$

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

### II.2.1.3 Filtre de sortie

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

- Assurer la dynamique du courant du filtre défini par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{Ref}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique. [48]

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature. Il est composée d'une inductance  $L_f$  comportant une résistance interne  $R_f$ . Une valeur relativement faible de  $L_f$  permet d'obtenir une bonne dynamique du filtre actif en satisfaisant l'égalité (II.7). Cependant une faible valeur de  $L_f$  permet à la majorité des harmoniques, induits par la commutation de passer du côté réseau et d'affecter ainsi les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de  $L_f$  empêche ces harmoniques de se propager sur le réseau électrique mais nécessite une tension  $V_{dc}$  plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif. Pour limiter la propagation de ces harmoniques, un filtre passif auxiliaire peut être ajouté à la sortie de l'onduleur ou en amont (coté réseau) pour absorber ces harmoniques lié au découpage. [47], [49]

## II.2.2 Etude de la partie contrôle commande

La partie contrôle d'un FAPH réalise quatre fonctions principales :

- L'identification des courants harmoniques;
- La régulation de la tension continue ;
- La régulation du courant du filtre
- La commande de l'onduleur de tension.

### II.2.2.1 Identification des courants harmoniques

Cette identification sert à générer les courants de références nécessaires à la compensation. Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles.

Plusieurs d'entre elles présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode.

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

#### II.2.2.1.1 Méthodes fréquentielles

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (La transformé discrète, la transformé rapide, la transformé discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques du courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs ils ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement. Elles permettent donc une compensation sélective. Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables. [15], [50]

### *II.2.2.1.2 Domaines temporel*

De nombreuses méthodes d'identification des courants de référence dans le domaine temporel ont été publiées dans la littérature scientifique [47], [51], [52], [53]. Elles permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Elles sont basées sur la séparation du fondamental ou de certains harmoniques du reste des harmoniques par le filtrage. [54]

Les plus significatives feront l'objet des paragraphes suivants.

#### *II.2.2.1.2.1 Méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées*

La méthode des puissances instantanées a été introduite par H. Akagi [51], Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé( $\alpha$ - $\beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelles et imaginaires instantanées.

Ensuite pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives.

Dans la méthode classique des puissances instantanée, on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal.

Le schéma bloc relatif à cette méthode est représenté par la Figure II.6

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

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

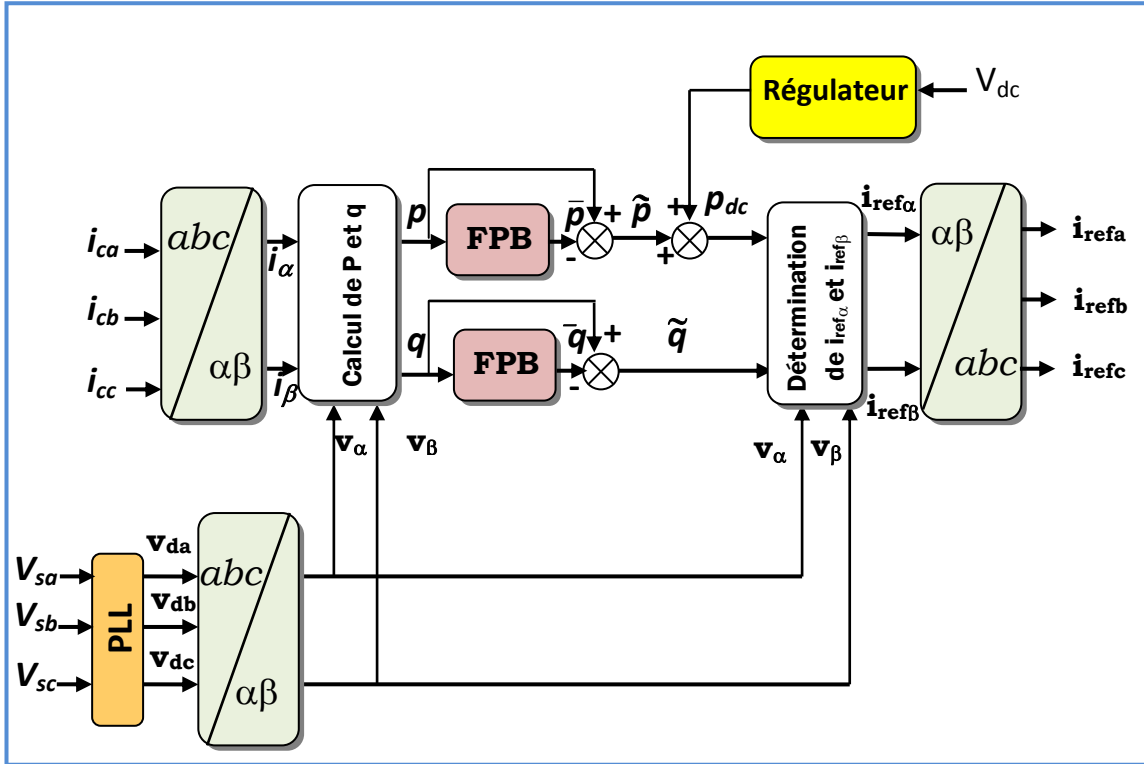


Fig. II.6 Schéma de principe d'identification des harmoniques par la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées

La puissance instantanée pour le système triphasé est ainsi :

$$\left. \begin{aligned} p(t) &= (V_{sa}).i_{ca} + (V_{sb}).i_{cb} + (V_{sc}).i_{cc} \\ p(t) &= V_{\alpha}I_{\alpha} + V_{\beta}I_{\beta} \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.10})$$

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

$$\left. \begin{aligned} q(t) &= -\frac{1}{\sqrt{3}}[(V_{sa} - V_{sb}).i_{cc} + (V_{sb} - V_{sc}).i_{ca} + (V_{sc} - V_{sa}).i_{cb}] \\ q(t) &= V_{\alpha}I_{\beta} - V_{\beta}I_{\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.11})$$

À partir des relations (II.10) et (II.11) nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} & V_{\beta} \\ -V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

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

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$\bar{P}$  : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

$\bar{q}$  : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

$\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  : Puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

En inversant la relation (II.12), nous pouvons déterminer les courants dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  comme le montre l'équation (II.14) :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

En considérant les équations (II.10) et (II.11), nous pouvons décomposer le courant dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (\text{II.15})$$

Avec :  $\Delta = V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2$  supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibré du réseau électrique.

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive, ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  et  $\bar{q}$ .

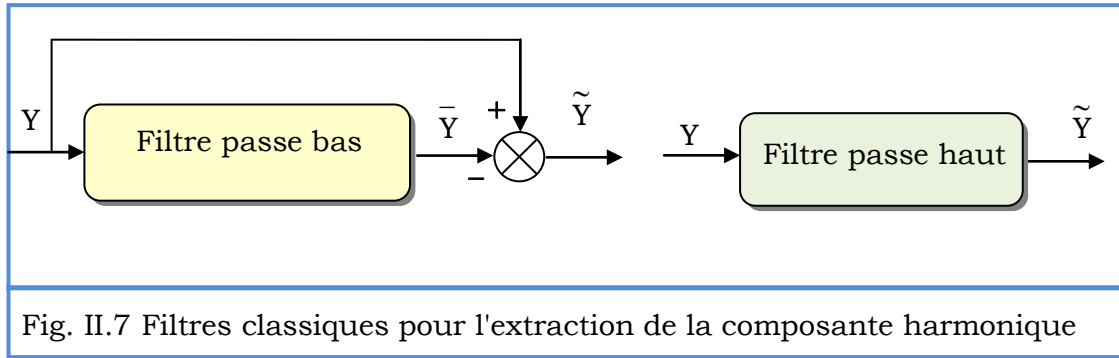
Dans ce cas, les courants de références sont calculés par :

$$\begin{bmatrix} I_{ref\alpha} \\ I_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés  $I_{ref\alpha}$  et  $I_{ref\beta}$  par la transformation inverse de Concordia. Ces courants représentent les perturbations et deviennent les courants de référence qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les harmoniques.

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ref\alpha} \\ I_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Il est évident, d'après la relation (II.15), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelles et imaginaires doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant l'une des deux méthodes de filtrage illustré sur la Figure II.7.



#### II.2.2.1.2.2 Méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées améliorée

##### II.2.2.1.2.2.1 Principe du FMV

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok [55]. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux d'entrée (tension ou courant), suivant les axes( $\alpha, \beta$ ).

La fonction de transfert de ce filtre est alors la suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{X}_{\alpha\beta}(s)}{X_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(S+K)+j\omega_c}{(S+K)^2+\omega_c^2} \quad (II.18)$$

Où  $\omega_c$  est définie par :

$$\omega_c = \varepsilon \cdot n \cdot \omega_f \quad (II.19)$$

Avec :

- $\omega_c$  : la pulsation de coupure du filtre ;
- $\omega_f$  : la pulsation de la composante fondamentale du signal d'entrée ;
- $n$  : le rang de la composante du signal à filtrer ;
- $K$  : une constante positive ;
- $x_{\alpha\beta}$  : les signaux d'entrées du FMV (tensions ou courants) ;
- $\hat{x}_{\alpha\beta}$  : les signaux de sortis du FMV ;
- $\varepsilon$  : une constante égale à  $\pm 1$  (composante directe ( $\varepsilon=1$ ) ou inverse ( $\varepsilon=-1$ )).

A partir de l'équation (II.18) et après un court développement, nous pouvons établir les deux expressions suivantes :

$$\hat{X}_\alpha(s) = \frac{K(S+K)}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\alpha(s) - \frac{K\omega_c}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\beta(s) \quad (\text{II.20})$$

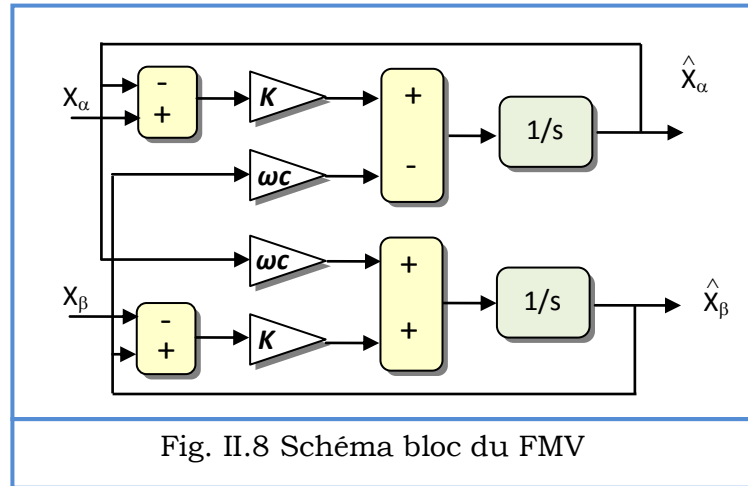
$$\hat{X}_\beta(s) = -\frac{K\omega_c}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\alpha(s) + \frac{K(S+K)}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\beta(s) \quad (\text{II.21})$$

Les équations (II.20) et (II.21) peuvent également être exprimées sous la forme :

$$\hat{X}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [X_\alpha(s) - \hat{X}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\beta(s) \quad (\text{II.22})$$

$$\hat{X}_\beta(s) = \frac{K}{s} [X_\beta(s) - \hat{X}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\alpha(s) \quad (\text{II.23})$$

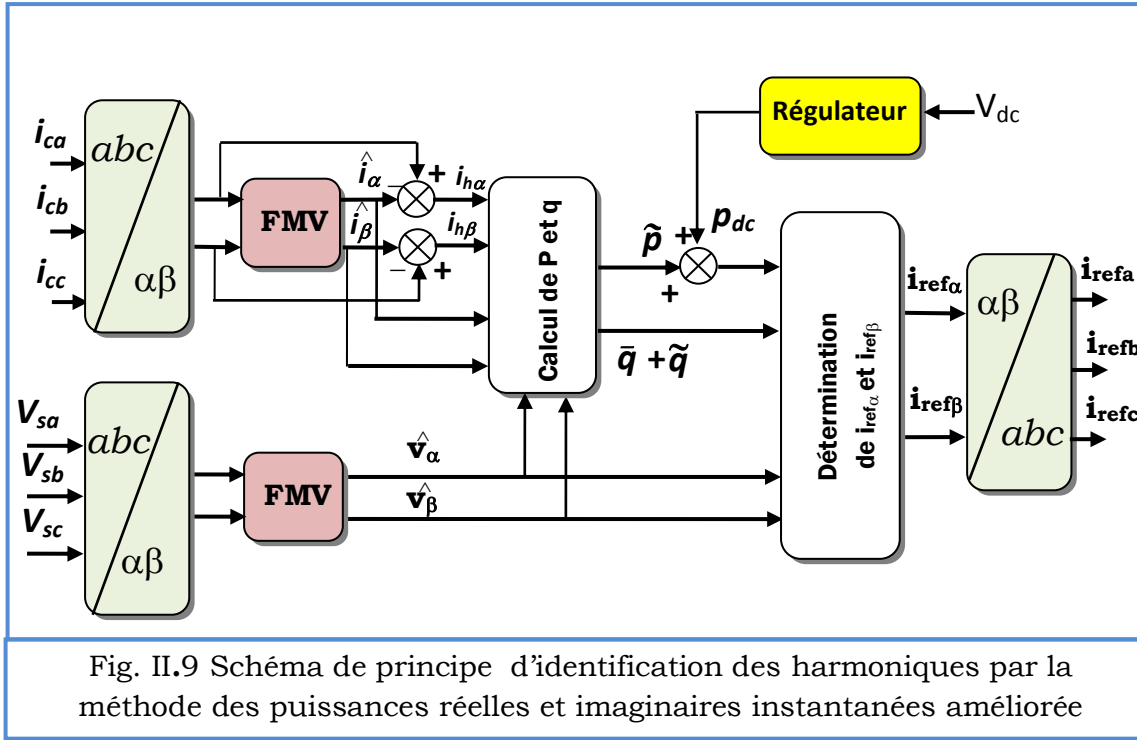
La Figure II.8 présente le schéma bloc du filtre multi-variable.



Contrairement aux filtres passe bas, les filtres multi-variables offrent la possibilité d'extraire d'une manière précise les courants harmoniques dans le repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). La Figure II.9 présente le schéma modifié de l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanées en employant des FMVs.

Quant aux courants diphasés d'axes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), ils peuvent être définis comme la somme d'une composante fondamentale et d'une composante harmonique:

$$\begin{cases} i_\alpha = \hat{i}_\alpha + i_{h\alpha} \\ i_\beta = \hat{i}_\beta + i_{h\beta} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$



Après isolation des composantes fondamentales en tension notées  $\hat{V}_{\alpha\beta}$ , et des courants harmoniques  $i_{h\alpha\beta}$  nous pouvons alors calculer les composantes alternatives des puissances réelle  $\tilde{p}$  et imaginaire  $\tilde{q}$  instantanées par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha} & \hat{V}_{\beta} \\ -\hat{V}_{\beta} & \hat{V}_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec  $i_{h\alpha}$  et  $i_{h\beta}$  définis par:

$$i_{h\alpha} = (i_{\alpha d} - \hat{i}_{\alpha d}) + (i_{\alpha inv} - \hat{i}_{\alpha inv}) \quad (\text{II.26})$$

$$i_{h\beta} = (i_{\beta d} - \hat{i}_{\beta d}) + (i_{\beta inv} - \hat{i}_{\beta inv}) \quad (\text{II.27})$$

La composante fondamentale de la puissance imaginaire instantanée est définie par :

$$\bar{q} = \hat{V}_{\beta} \hat{i}_{\alpha} - \hat{V}_{\alpha} \hat{i}_{\beta} \quad (\text{II.28})$$

Après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance réelle  $P_{dc}$  nécessaire à la régulation de la tension continue  $V_{dc}$ , les courants de référence selon les axes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) sont calculés par :

$$i_{ref\alpha} = \frac{\hat{V}_{\alpha}}{\hat{V}_{\alpha}^2 + \hat{V}_{\beta}^2} (\tilde{p} + p_{dc}) + \frac{\hat{V}_{\beta}}{\hat{V}_{\alpha}^2 + \hat{V}_{\beta}^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (\text{II.29})$$

$$i_{ref\beta} = \frac{\hat{V}_\beta}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} (\tilde{p} + p_{dc}) + \frac{\hat{V}_\alpha}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (\text{II.30})$$

En substituant les équations (II.25) et (II.28) dans les équations (II.29) et (II.30), nous obtenons :

$$i_{ref\alpha} = i_{h\alpha} + i_{q\alpha} + i_{c\alpha} \quad (\text{II.31})$$

$$i_{ref\beta} = i_{h\beta} + i_{q\beta} + i_{c\beta} \quad (\text{II.32})$$

Où  $i_{q\alpha}, i_{q\beta}, i_{c\alpha}, i_{c\beta}$  sont définis par :

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 & -\hat{V}_\beta \\ \hat{V}_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} \begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha & 0 \\ \hat{V}_\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Les courants de référence obtenus à partir des équations (II.31) et (II.32) contiennent trois termes :

- Le premier terme correspond aux composantes harmoniques, directes et inverses ;
- Le deuxième terme est le courant réactif destiné à compenser la puissance réactive;
- Le troisième terme est le courant actif destiné à maintenir la tension  $V_{dc}$  égale à sa valeur de référence  $V_{dc-ref}$ .

Grâce à la transformation de Concordia inverse, les équations (II.31) et (II.32), permettent de déduire les trois courants de référence.

#### II.2.2.1.2.3 Méthode du référentiel synchrone d-q

La méthode des puissances instantanée réelles et imaginaires ne peut être appliquée que si les tensions de sources sont saines et purement sinusoïdales. La méthode du référentiel synchrone proposée dans [56] peut être plus adaptée pour un objectif de courants sinusoïdaux notamment sous tensions perturbées. Dans cette méthode, pour extraire la composante harmonique, on transforme le courant dans un repère tournant "d – q" synchrone en utilisant la transformée de Park.

La transformation abc/d-q est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont constitués d'une composante continue qui constitue l'amplitude du fondamentale et une autre composante alternative représentant le courant harmonique.

Ainsi la relation des deux courants s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I}_d + \tilde{I}_d \\ \bar{I}_q + \tilde{I}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Où

$\bar{I}_d$  : Amplitude du courant fondamentale actif

$\tilde{I}_d$  : Courant harmonique

$\bar{I}_q$  : Amplitude du courant fondamentale réactif

$\tilde{I}_q$  : Courant harmonique

La séparation des parties constantes du courant mesuré se fait par un filtre passe haut, ou passe bas soit du premier ordre, soit du deuxième ordre. La transformée inverse de Park de ces derniers délivre les courants harmoniques de références :

$$\begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_d \\ \tilde{I}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Le diagramme de bloc d'un générateur de courants de références utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Figure II.10.

La matrice de passage du plan  $(\alpha, \beta)$  vers le plan  $(d-q)$  est donnée par l'expression :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

D'après la relation (II.38), la transformation du plan  $(\alpha, \beta)$  vers le référentiel  $(d-q)$  des signaux en sinus et cosinus, synchronisés avec les tensions simples du réseau, est indispensable. Ces derniers sont créés en utilisant, dans chaque phase, une boucle à verrouillage de phase, plus connue sous la nomination anglo-saxonne PLL (Phase Locked loop).

Cet algorithme possède les quelques caractéristiques suivantes :



Le fonctionnement de la PLL se base sur la transformation de Park dans le repère (d-q). A partir de la Figure II.11 les tensions  $V_{s\,a,b,c}$  mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps la transformation  $\alpha$ - $\beta$ .

Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation  $p(-\hat{\theta}_d)$ . L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation  $\hat{\omega}_d$ , déterminée par le régulateur PI, représente l'angle de la composante directe de tension  $\delta_d$ . Nous souhaitons que l'angle de rotation estimé  $\hat{\theta}_d$  soit égal à l'angle réel de la tension directe  $\theta_d$ . Cela peut être réalisé en choisissant la valeur de  $V_{d-ref}$  qui satisfait cette condition. La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé  $\hat{\theta}_d$  sera égal à  $\theta_d$ . [20]

Cette PLL présente de bonnes caractéristiques dynamiques et statiques même en présence de tension fortement perturbées. Les paramètres du régulateur PI sont choisis compte tenu de la fonction de transfert en boucle fermée donnée par :

$$FT_{PLL} = \frac{K_p \cdot S + K_i}{S^2 + K_p \cdot S + K_i} \quad (II.39)$$

Le coefficient d'amortissement  $\xi$  est choisi égal à 0.7 afin de garantir une meilleure réponse, et la pulsation de coupure  $\omega_c$  doit être choisie la plus faible possible pour annuler les fluctuations dans la pulsation identifiée  $\hat{\omega}_d$ .

### II.2.2.2 Stratégies de commande de l'onduleur

Cette section présente les techniques de commande étudiées dans la littérature. Une description courte de chaque commande est exposée.

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

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

#### II.2.2.2.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur [17].

L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis (Figure II.13). Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande.

La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la Figure II.12, est le principal atout de cette technique.

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente quelque inconvénient :

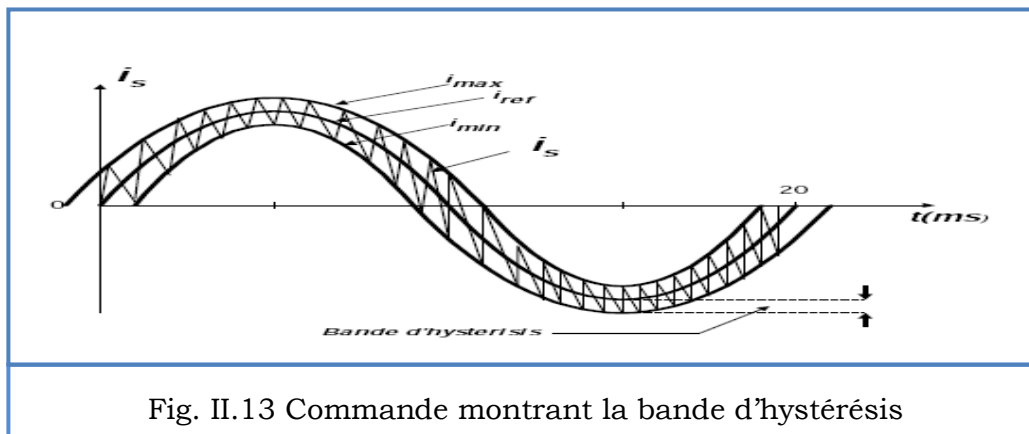
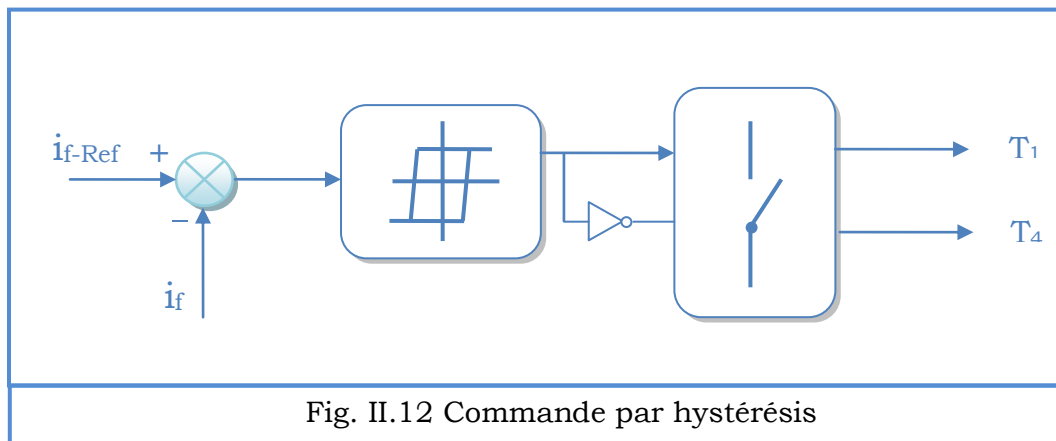
- Un des désavantages de cette méthode est que dans certaines configurations les courants sortent de leurs enveloppes et que cette dernière a tendance à induire un fonctionnement à fréquence libre qui peut causer des problèmes de filtrage ou de nuisance sonore.

- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépendent de la bande d'hystérésis.

- Des composantes harmoniques basses fréquences, voir une composante continu, peuvent apparaître sur le signal de sortie.

La composante continue est due au fait que la forme d'alternance positive peut différer de celle de l'alternance négative, au signe près.

- La fréquence de commutation est variable.

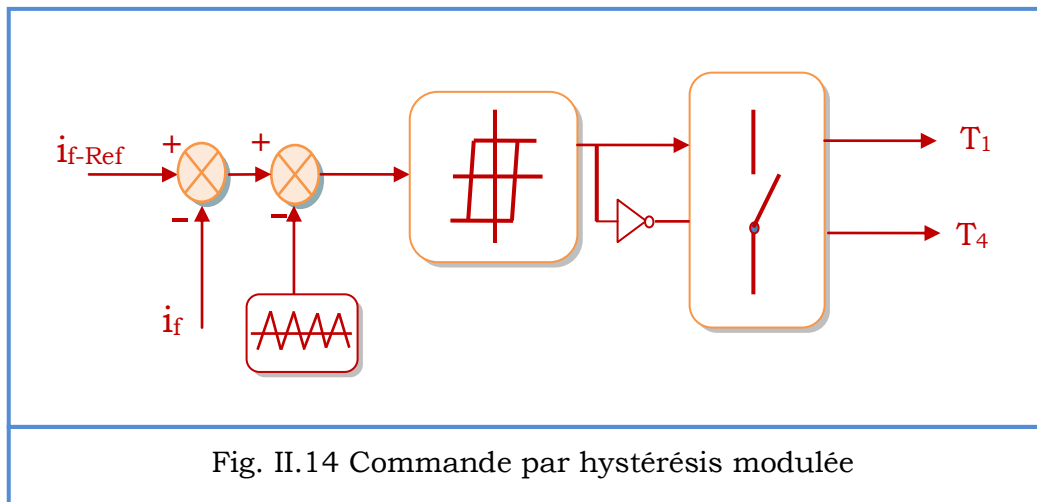


#### II.2.2.2.2 Commande par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée comme le montre la Figure II.14 a pour objectif de résoudre l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs [57], [58]. Cette commande consiste à ajouter au signal d'erreur  $\varepsilon(\varepsilon=i_f-i_f^*)$ , un signal triangulaire  $S_{tr}$ , de fréquence  $f_{tr}$  et d'amplitude  $A_{tr}$ . La fréquence  $f_{tr}$  doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composantes de puissance.

Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande  $2Bh$  dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance.

En effet, afin de fixer la fréquence de commutation en régime permanent, il ne doit exister que deux intersections entre le courant réel  $i_f$  et la bande hystérésis pendant chaque période  $T$  : La première avec la limite inférieure du contrôleur d'hystérésis et la deuxième avec sa limite supérieure, si cette condition est respectée, on aura ainsi une fréquence de commutation des interrupteurs constante et égale à celle du signal triangulaire.

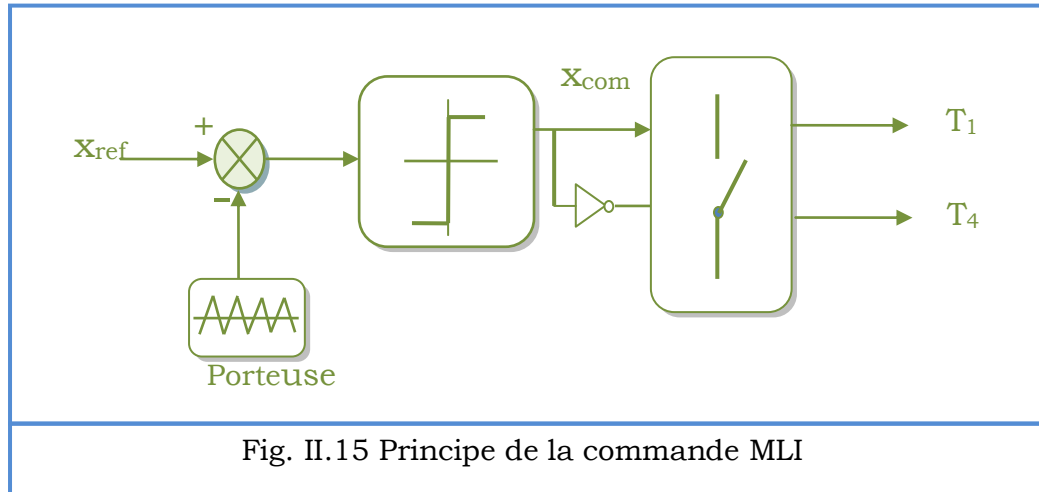


#### II.2.2.2.3 Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La fonction de la modulation est de déterminer les instants de commutation des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation présentant le même spectre basse fréquence que le signal d'origine. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) consiste à adopter une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité, et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu.[59],[60 ]

L'objectif de cette commande est de diminuer les harmoniques supplémentaires et non-souhaités présents dans les courants générés par l'onduleur.

La MLI est applicable à des systèmes linéaires, de fréquence de commutation constante. Cette commande présente des avantages et des inconvénients :



#### a) Avantages

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

#### b) Inconvénients

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

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

#### II.2.2.2.4 MLI inter sélective

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

#### II.2.2.2.5 MLI vectorielle

Dans cette technique de commande, proposé par A.Nabae [61] les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation. Si l'on sélectionne les vecteurs adéquats et si l'on les applique dans l'ordre correct, il est possible d'obtenir une fréquence de commutation à la sortie relativement élevée avec une fréquence de commutation réduite au niveau de la composante.

La modulation vectorielle diffère, entre autres choses, des techniques inter-sélectives par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps.

#### II.2.2.3 Régulation de la tension continue

La tension moyenne  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie) sont la principale cause susceptible de modifier cette tension. La régulation de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. [20]

La Figure II.16 montre le principe de la régulation de cette tension.

Elle peut se faire soit en ajoutant à la puissance  $\tilde{P}$  une consigne de puissance notée  $P_{dc}$  (voir Figure II.9), soit en ajoutant au courant  $\tilde{i}_d$  une consigne de courant notée  $i_{dc}$  (voir Figure II.10) afin de compenser les pertes. [54]

On peut ainsi directement contrôler la tension du bus continue (Figure II.16-a)

Mais il y'a souvent intérêt pour des raisons de linéarité de contrôler plutôt le carré de la tension comme sur la Figure II.16-b.

En régime permanent, les courants de référence ne contiennent pas de composante fondamentale et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple régulateur proportionnel peut s'avérer suffisant.

$$K(s) = \frac{K_C}{1+\tau_C s} \quad (\text{II.40})$$

Avec  $K_C$  et  $\tau_C$ , représentant respectivement le gain du régulateur et la constante de temps du filtre du premier ordre.

En négligeant les pertes par commutation dans l'onduleur ainsi que les pertes dans l'inductance triphasée  $L_f$ , la relation liant la puissance active absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.41})$$

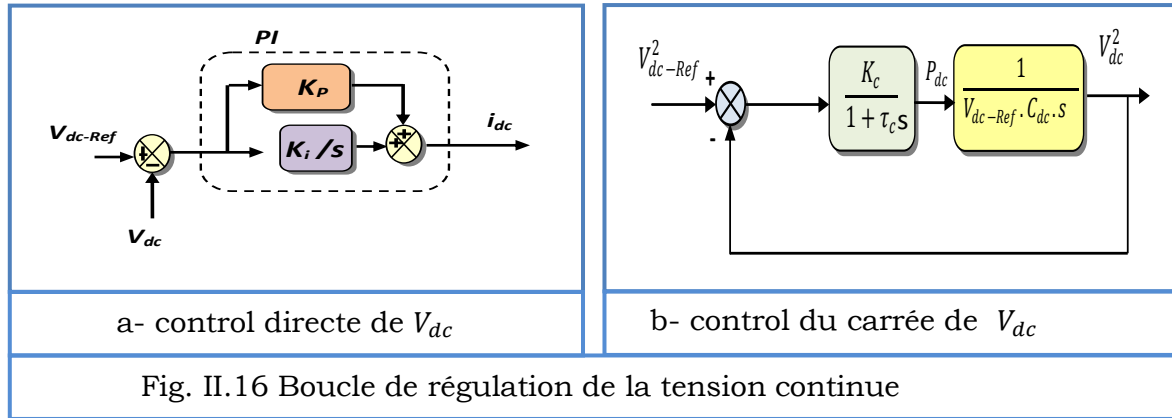
Notons que la relation (II.41) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension  $V_{dc}$  autour de sa référence  $V_{dc-ref}$ , elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$P_c = C_{dc} V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (\text{II.42})$$

Donc :

$$V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \cdot s} \quad (\text{II.43})$$

A partir des relations (II.40) et (II.43), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la Figure II.16.



La fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2 \cdot \xi_c \cdot \omega_c \cdot s + \omega_c^2} \quad (\text{II.44})$$

Avec :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{K_c}{C \cdot V_{dc-ref} \cdot \tau_c}} \quad (\text{II.45})$$

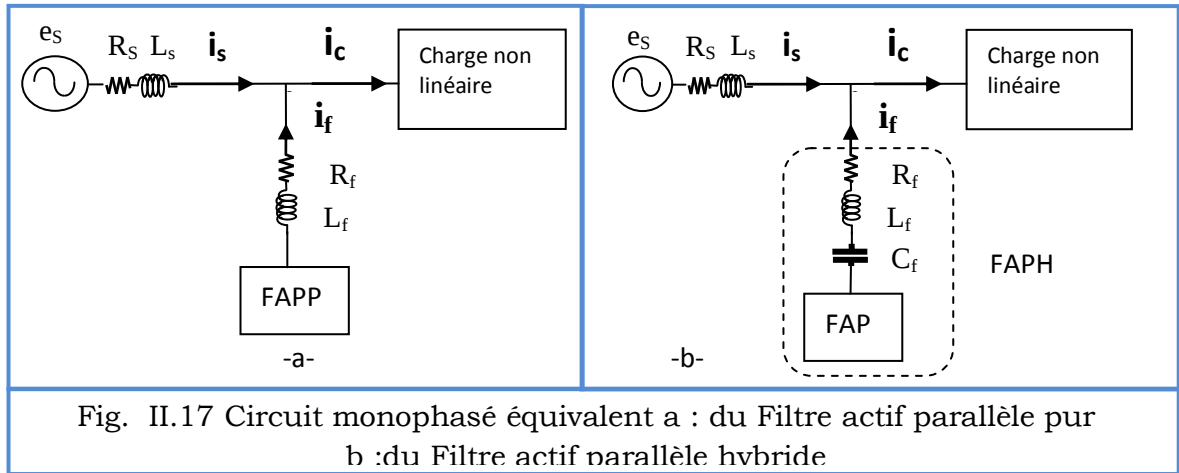
$$\xi_c = \sqrt{\frac{C.V_{dc-ref}}{K_c \tau_c}} \quad (II.46)$$

Afin d'obtenir un amortissement suffisant, le produit  $K_c \tau_c$  doit être limité. Une valeur de  $\xi$  comprise entre 0,5 et 0,707 réalise un bon compromis entre performances dynamique et statique. Le choix du paramètre  $K_c$  a pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

#### II.2.2.4 Régulation du courant du Filtre

Le but de la boucle de régulation du courant est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur.

Les Figure II.17.a et II.17.b montrent le modèle électrique équivalent par phase d'un *filtre actif parallèle pure et hybride*, à base d'un onduleur de tension à deux niveaux, connecté entre un réseau alternatif et une charge non linéaire.



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

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_f = \vec{V}_f - \vec{V}_s \quad (II.47)$$

$$\text{Soit } \Delta \vec{I}_f = \vec{I}_f^* - \vec{I}_f \quad (II.48)$$

A partir des équations (II.47) et (II.48) nous pouvons alors déduire l'expression suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_f = (\vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} \Delta \vec{I}_f) - \vec{V}_f \quad (II.49)$$

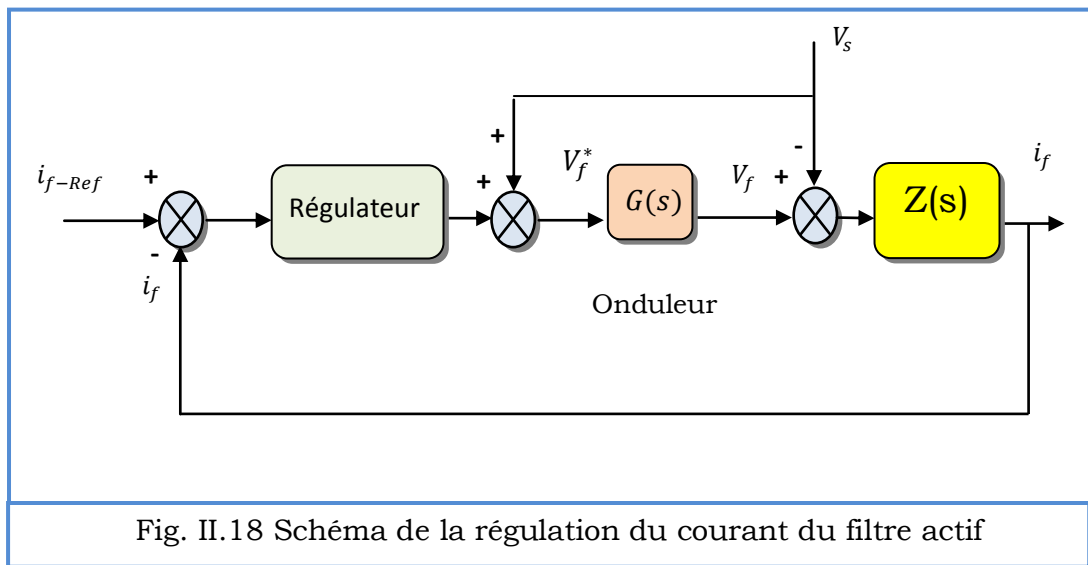
Si l'on définit une tension de référence  $V_f^*$  comme suit :

$$\mathbf{V}_f^* = (\overline{\mathbf{V}}_s + L_f \frac{d}{dt} \mathbf{i}_f^*) \quad (\text{II.50})$$

Nous remarquons que cette tension de référence  $V_f^*$  est composée de deux termes. Le premier représente la tension du réseau  $V_s$  directement mesurable. Le second représente la chute de tension aux bornes de l'inductance de couplage  $L_f$  lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la Figure II.18, où  $G(s)$  est la fonction de transfert de l'onduleur de tension dont la modélisation est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} G(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2 \cdot V_p} \\ Z(s) = \frac{1}{sL_f} \text{ pour le FAPP et } Z(s) = \frac{C_f \cdot s}{C_f L_f s^2 + R_f C_f s + 1} \text{ pour le FAPH} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Où  $V_p$  représente l'amplitude de la porteuse triangulaire et  $t$  un retard utilisé dans le calcul des courants perturbateurs. Par ailleurs, nous pourrions considérer le gain  $K$  comme étant égal à 1 dans le cas où  $V_{dc} = 2 \cdot V_p$  et  $t = T_e$ . ( $T_e$  période d'échantillonnage).



## II.3 Résultats de simulation :

Pour évaluer et comparer les méthodes d'identifications précédemment étudiées, nous avons procédé à des simulations des tensions du réseau dans des conditions idéales. La simulation du système globale (source, charge polluante, filtre actif parallèle) est effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Lors des simulations la charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé. Le réseau d'alimentation est modélisé par phase par une f.é.m. sinusoïdale en série avec une inductance ( $L_s$ ) et une résistance ( $R_s$ ) caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau. Le redresseur débite dans une charge RL.

L'inductance  $L_c$  et la résistance  $R_c$  à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en œuvre pour limiter les variations de courant. Les paramètres du système utilisés dans ces simulations sont groupés dans le Tableau II.2.

### II.3.1 Etude du filtre actif parallèle pur FAPP

#### II.3.1.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPP

Au début, dans le but de confirmer les effets dus à la connexion d'une Charge non linéaire à un réseau électrique, nous allons simuler le système réseau électrique et charge non linéaire avant la mise en connexion du FAPP.

Après simulation du système (réseau électrique – charge non linéaire) sous L'environnement Matlab/Simulink, nous avons obtenu les résultats représentés par la Figure II.19 où est illustrée la forme d'onde du courant du réseau avec son spectre fréquentiel (Figure II.19-a) ainsi que celui de la tension du réseau (Figure II.19-b), et ce, avant la mise en service du FAPP.

D'après ces résultats, nous constatons que le courant du réseau  $i_s$  est loin d'être sinusoïdal, car il est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 27.77%.

Il en est identique au courant de charge  $i_c$ , bien que la tension  $v_s$  qui l'alimente soit sinusoïdale (Figure II-19).

Tableau II.2 Paramètre de simulation du filtre actif parallèle pur et hybride

| Paramètres                                                              |                                  | Valeurs Numériques      |
|-------------------------------------------------------------------------|----------------------------------|-------------------------|
| Réseau électrique                                                       | Tension du réseau $V_s$          | 220 v                   |
|                                                                         | Fréquence $f$                    | 50 Hertz                |
|                                                                         | Résistance $R_s$                 | 3.5 mΩ                  |
|                                                                         | Inductance $L_s$                 | 0.02 mH                 |
| Charge polluante                                                        | Charge R en série avec L         | 1.3 Ω, 3.3mH            |
|                                                                         | Charge R en parallèle avec C     | 15 Ω, 750μF             |
|                                                                         | Résistance $R_c$                 | 0.82 mΩ                 |
|                                                                         | Inductance $L_c$                 | 0.023 mH                |
| Filtre Actif Parallèle pur<br><br><b>Filtre Actif Parallèle hybride</b> | Résistance $R_f$                 | 5 mΩ                    |
|                                                                         | Inductance $L_f$                 | 0.18 mH <b>0.067 mH</b> |
|                                                                         | Tension $V_{dc}$                 | 500 V <b>450V</b>       |
|                                                                         | Condensateur $C_{dc}$            | 8 mF                    |
|                                                                         | <b>Capacité <math>C_f</math></b> | <b>6.06 mF</b>          |
|                                                                         | Bande d'hystérésis               | 0.01 A                  |
| Paramètres de la simulation                                             | Temps d'échantillonnage $T_e$    | 4 μs                    |
|                                                                         | Type de pas                      | Pas fixe                |
|                                                                         | Méthode de résolution            | Ode 1 (Euler)           |

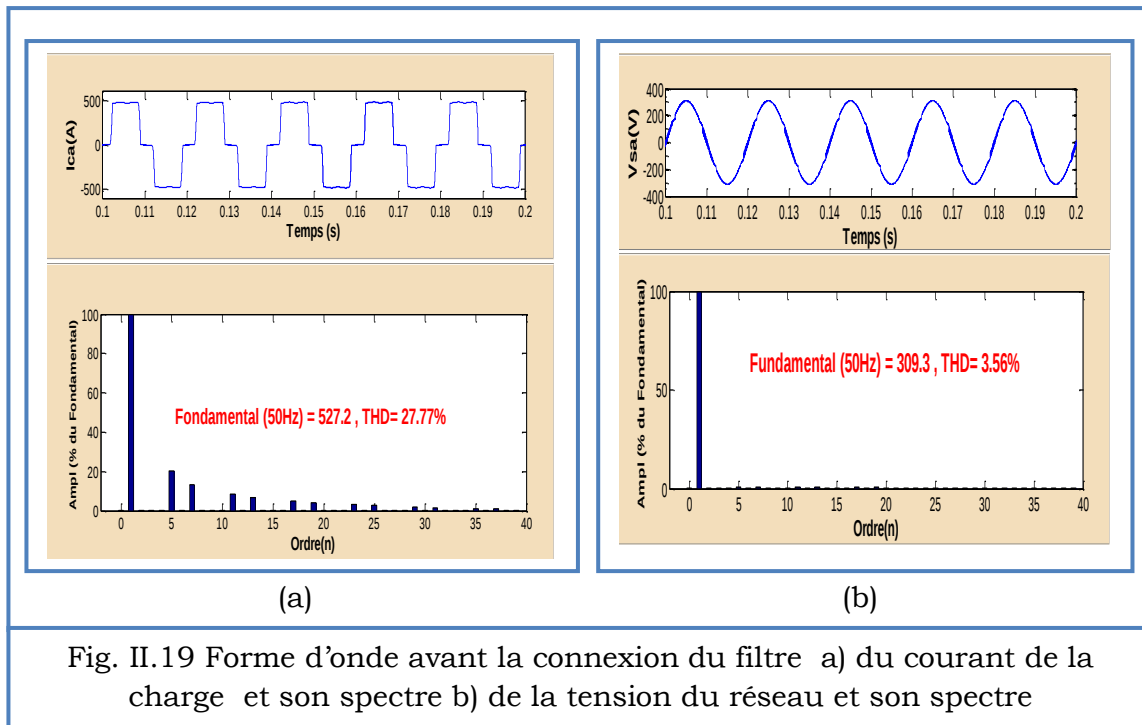


Fig. II.19 Forme d'onde avant la connexion du filtre a) du courant de la charge et son spectre b) de la tension du réseau et son spectre

### II.3.1.2 Mise en service du FAPP

Dans cette partie, nous allons évaluer la robustesse des trois méthodes d'identifications des harmoniques étudiées durant ce chapitre à savoir la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires  $p-q$ , la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires utilisant des filtres multi-variable  $p-q$  améliorée et la méthode du référentiel synchrone  $d-q$  lors de la mise en service du FAPP.

#### II.3.1.2.1 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires

Sur la Figure II.20 est présenté, de haut en bas et pour une seule phase(a), les formes d'ondes de la tension du réseau  $V_s$  (v), du courant de la charge polluante  $i_c$  (A), du courant de la source  $i_s$  (A), du courant du filtre  $i_f$  (A) et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  (v).

Après la mise en service du FAPP utilisant la méthode  $p-q$ , le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.77% à 3.22% comme il est illustré sur la Figure II.21.a où est représenté le courant de la source et son spectre harmonique. Sur la Figure II.21.b est représenté le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.

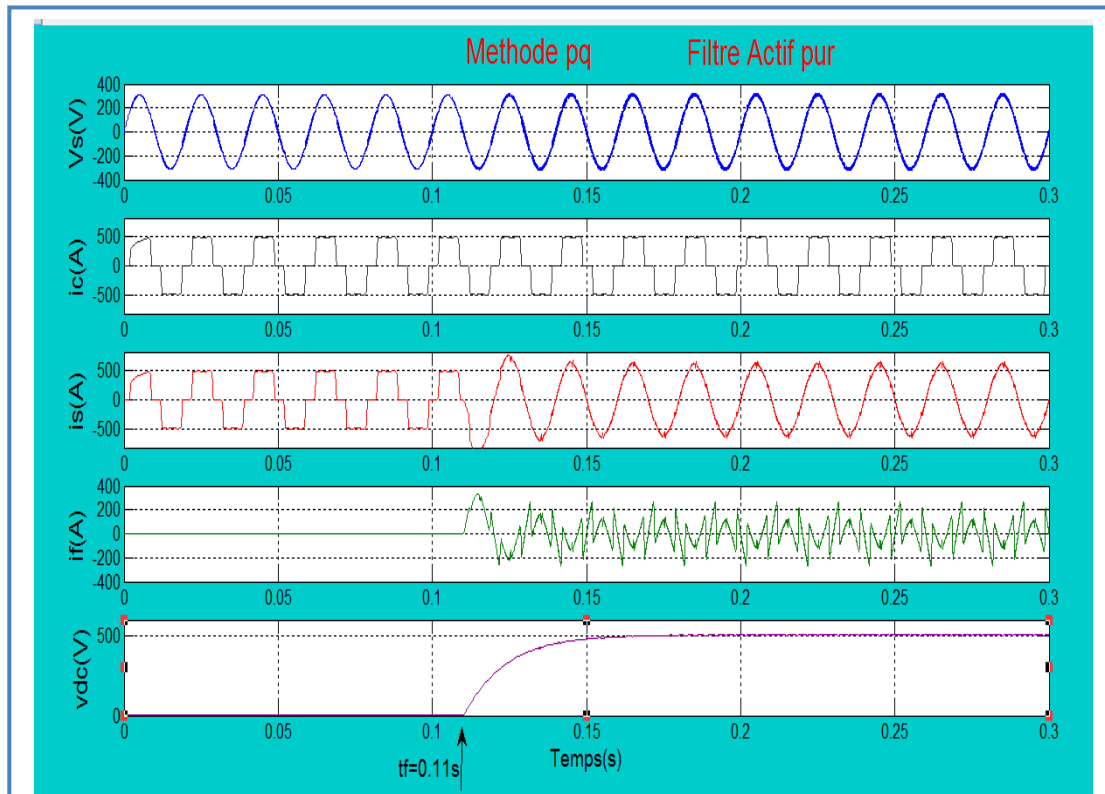


Fig. II.20 Résultats de la simulation après la mise en service du FAPP à  $t=0.11s$  pour la méthode p-q

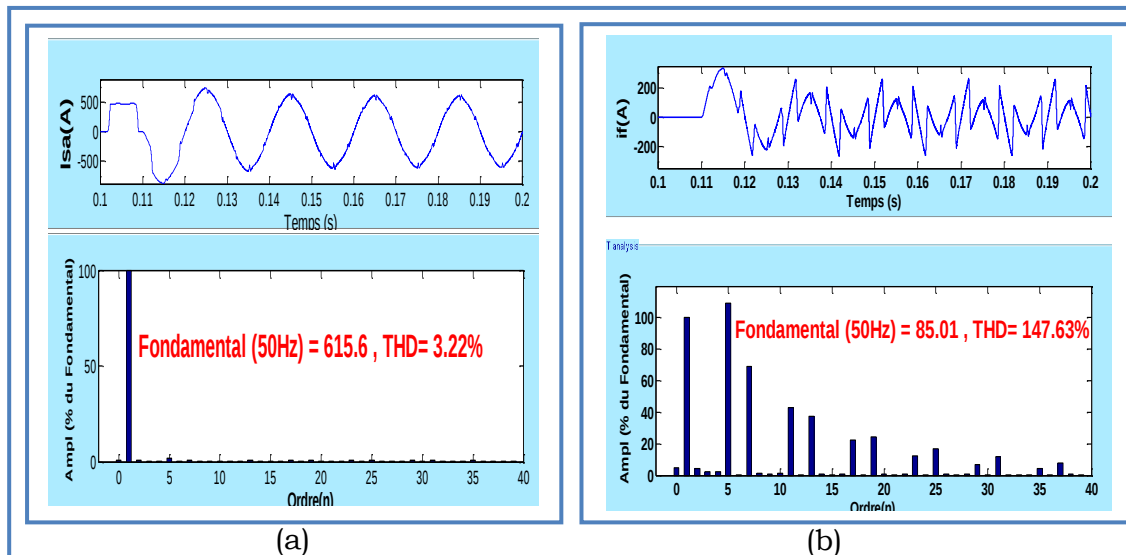
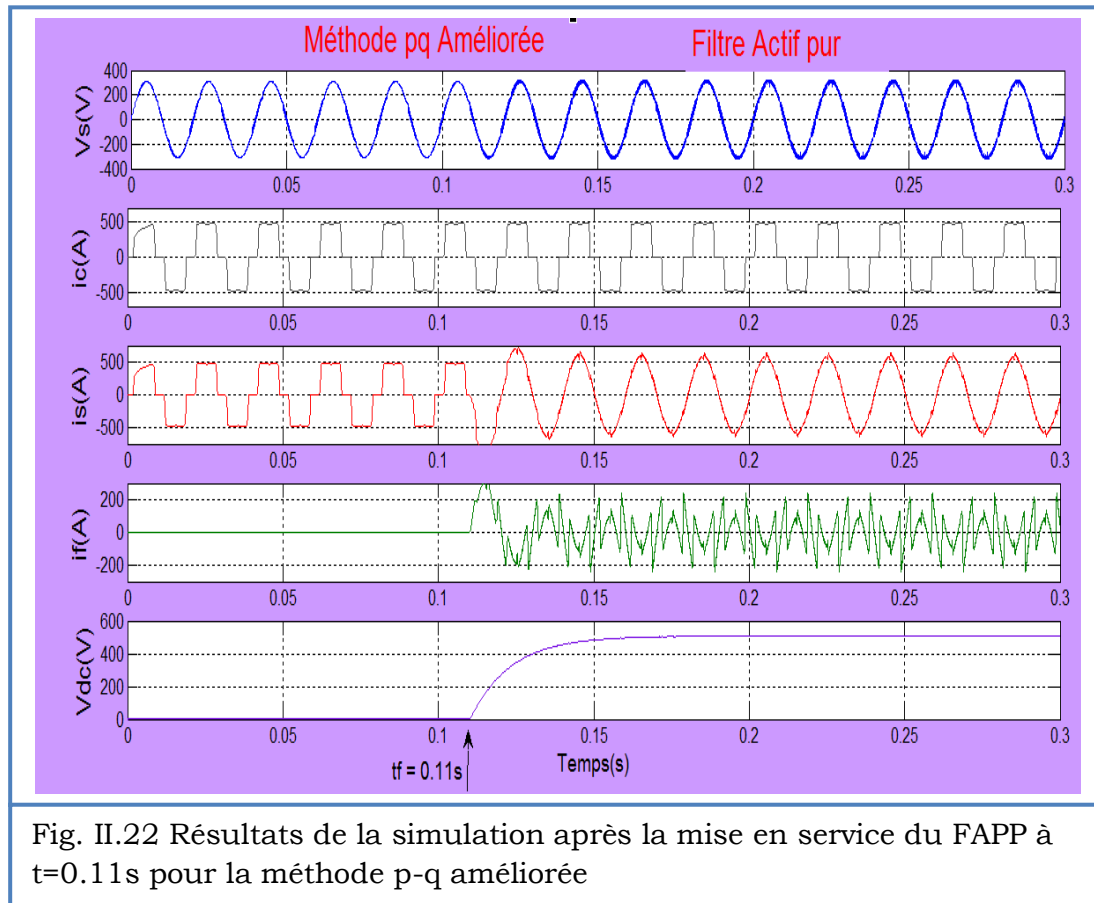


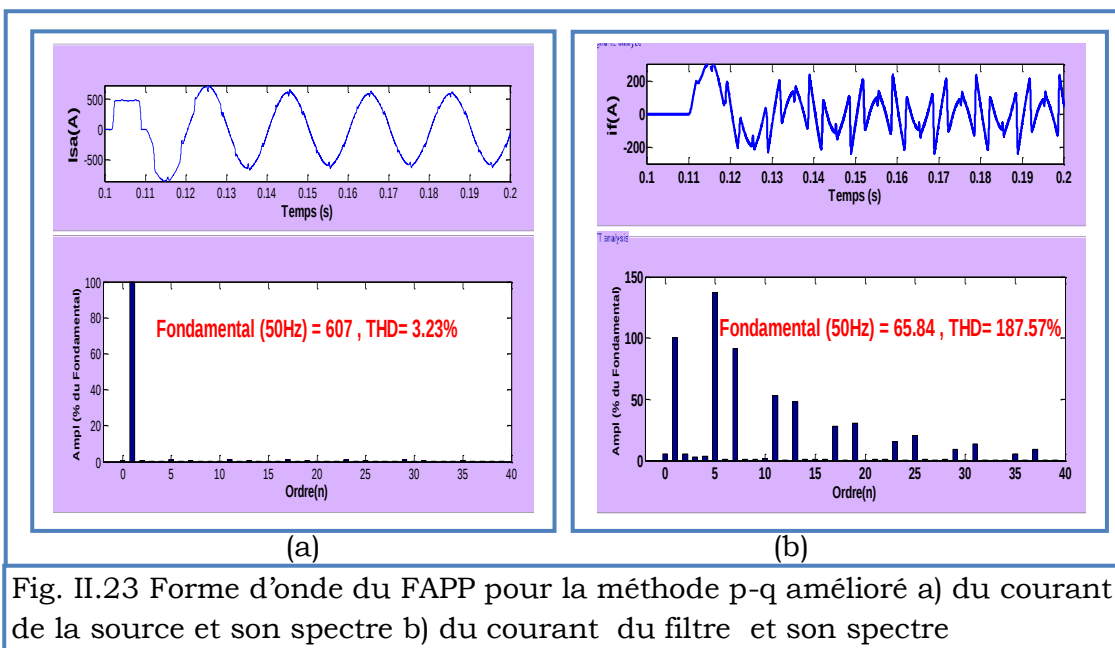
Fig. II.21 Forme d'onde du FAPP pour la méthode p-q a) du courant de la source et son spectre b) du courant du filtre et son spectre

### II.3.1.2.2. Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires améliorée

Sur la Figure II.22 est présenté, de haut en bas et pour une seule phase (a), les formes d'ondes de la tension du réseau  $V_s$  (V), du courant de la charge polluante  $i_c$  (A), du courant du réseau  $i_s$  (A), du courant du filtre  $i_f$  (A) et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  (V).

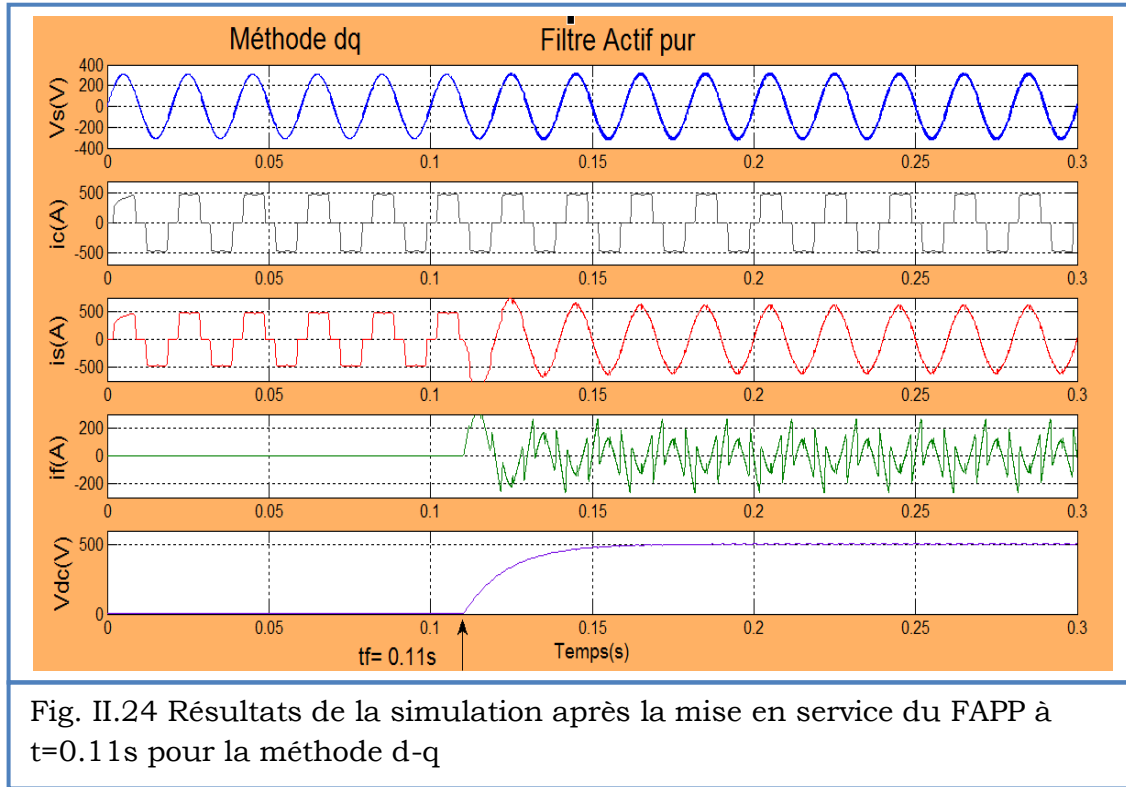


Après la mise en service du FAPP utilisant la méthode p-q améliorée, le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.77% à 3.23% comme il est illustré sur la Figure II.23.a où est représenté le courant de la source et son spectre harmonique. Dans la Figure II.23.b est représenté le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.



### II.3.1.2.3 Méthode du référentiel synchrone d-q

La Figure II.24 illustre les résultats de simulation obtenus pour le FAPP en utilisant la méthode du référentiel synchrone pour la détermination des courants de références.



Le taux de distorsion harmonique pour cette méthode est réduit de 27.77% à 3.38 % comme il est illustré sur la Figure II.25.a. Sur la Figure II.25.b est représenté le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.

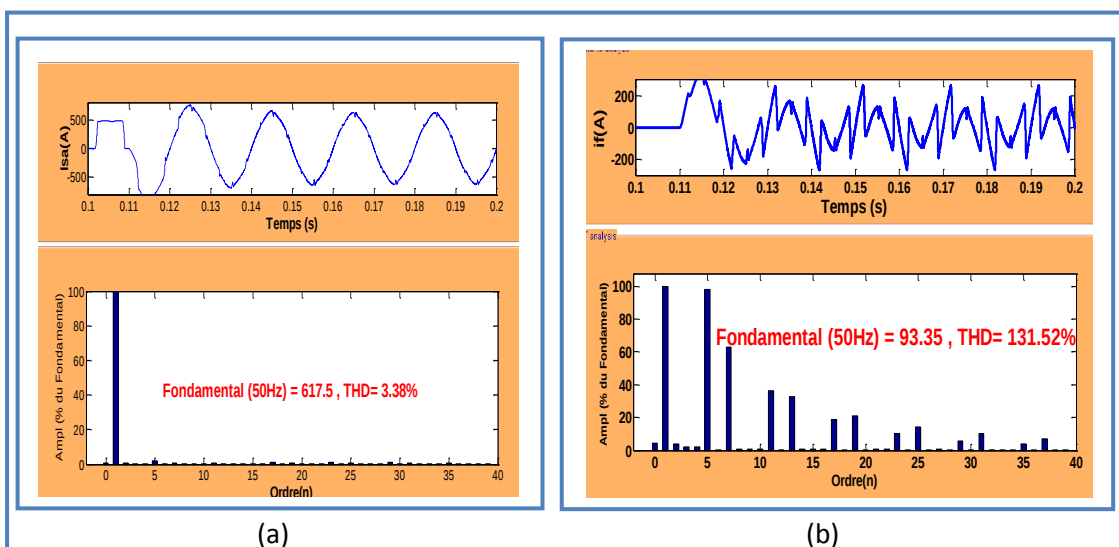


Fig. II.25 Forme d'onde du FAPP pour la méthode d-q a) du courant de la source et son spectre b) du courant du filtre et son spectre

## II.3.2 Etude du filtre actif parallèle hybride

### II.3.2.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPH

Etant donné que les paramètres du système (réseau électrique-charge non linéaire) n'ont pas été changés et restent les mêmes que pour le FAPP, Alors on obtient la même analyse spectrale que pour le FAPP.

Ainsi, avant la connexion du FAPH le courant de la source et son spectre est représenté sur la Figure II.19-a et la tension de la source et son spectre est représenté sur la Figure II.19-b.

### II.3.2.2 Mise en service du FAPH

Comme pour le FAPP, nous allons évaluer la robustesse des trois méthodes d'extractions des harmoniques, la méthode p-q, p-q améliorée et la méthode du référentiel synchrone d-q appliquées au FAPH lors de la mise en service de celui-ci.

#### II.3.2.2.1 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires

Les résultats de simulation sont illustrés par les Figures II.26 et II.27. Sur la Figure II.26 est présenté, de haut en bas et pour une seule phase(a), les formes d'ondes de la tension du réseau  $V_s$  (V), du courant de la charge polluante  $i_c$  (A), du courant du réseau  $i_s$  (A), du courant du filtre  $i_f$  (A) et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  (V).

Après la mise en service du FAPH utilisant la méthode p-q, le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.77% à 3.47% comme il est illustré sur la Figure II.27.a où est représenté le courant de la source et son spectre harmonique. Sur la Figure II.27.b est représenté le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.

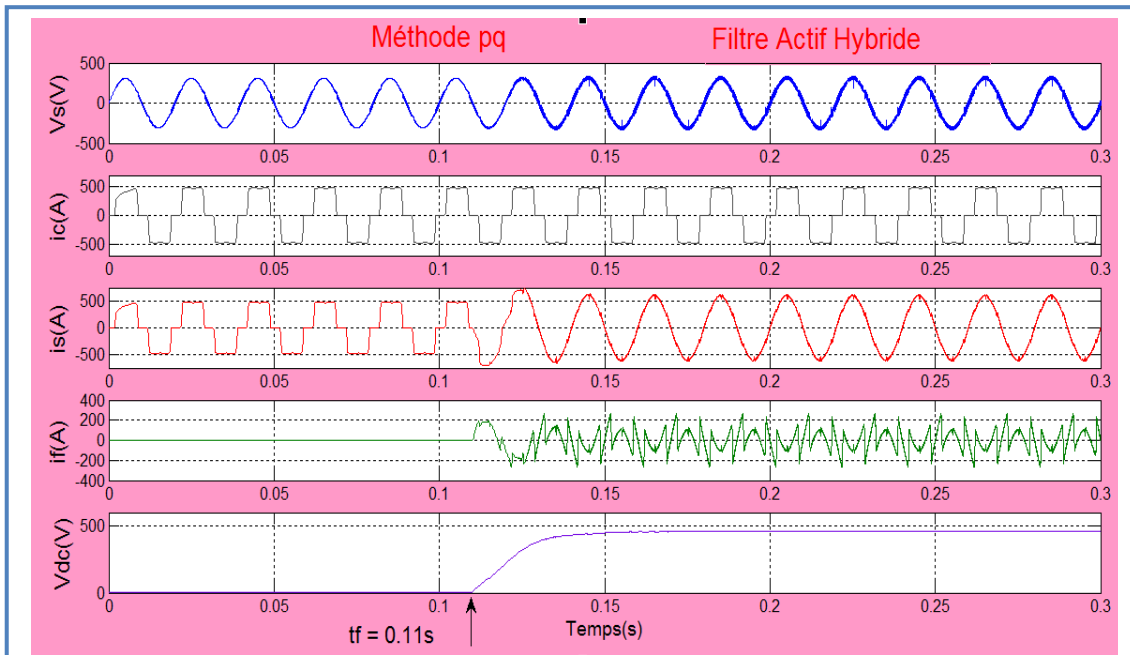
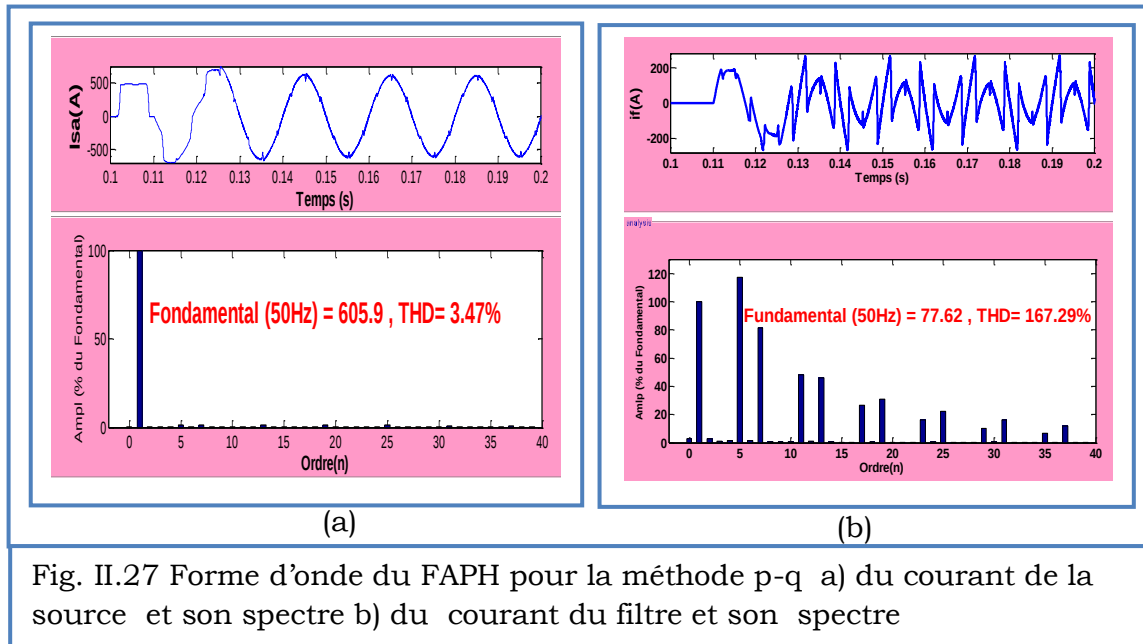


Fig. II.26 Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11s$  pour la méthode p-q



### II.3.2.2 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires améliorée

Sur la Figure II.28 est présenté, de haut en bas et pour une seule phase (a), les formes d'ondes de la tension du réseau  $V_s$  (V), du courant de la charge polluante  $i_c$  (A), du courant du réseau  $i_s$  (A), du courant du filtre  $i_f$  (A) et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  (V).

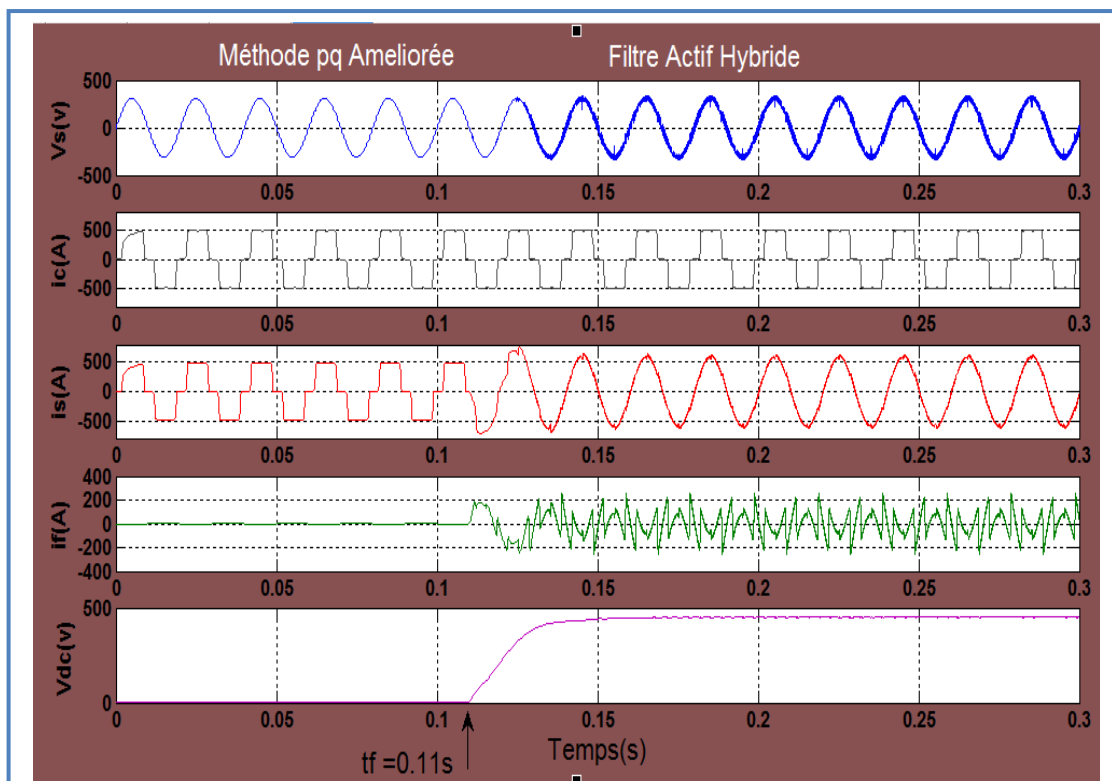
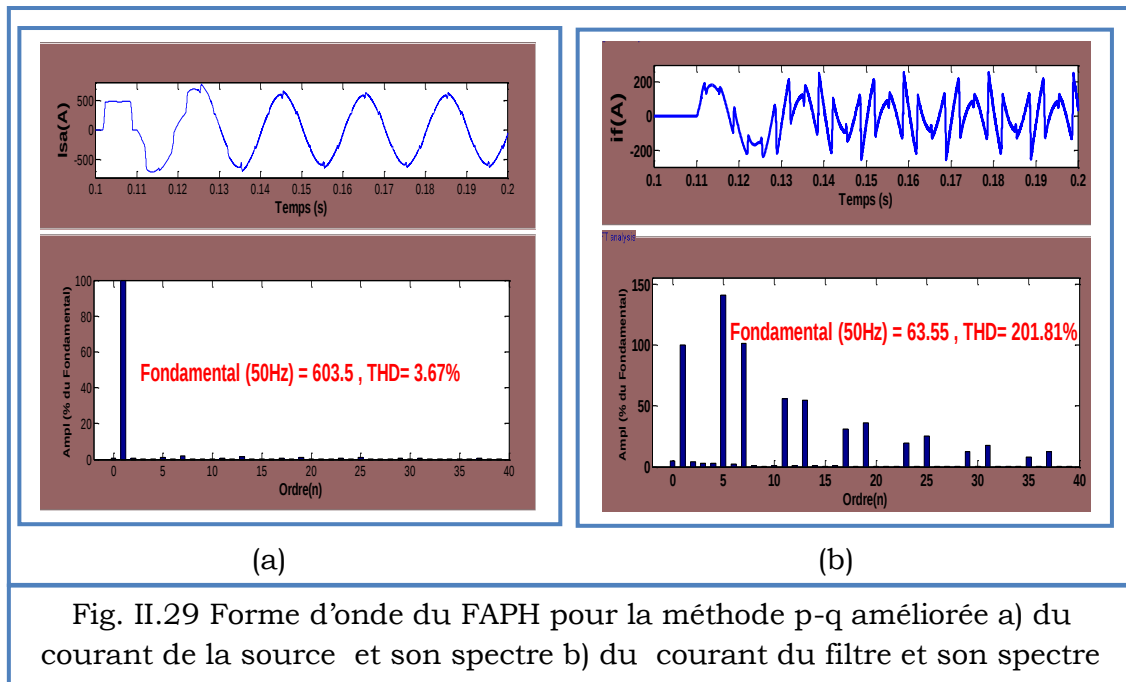


Fig. II.28 Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11s$  pour la méthode p-q améliorée



Après la mise en service du FAPH utilisant la méthode p-q améliorée, le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.77% à 3.67% comme il est illustré sur la Figure II.29.a où est représenté le courant de la source et son spectre harmonique. Dans la Figure II.29.b est représenté le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.

#### II.3.2.2.3 Méthode du référentiel synchrone d-q

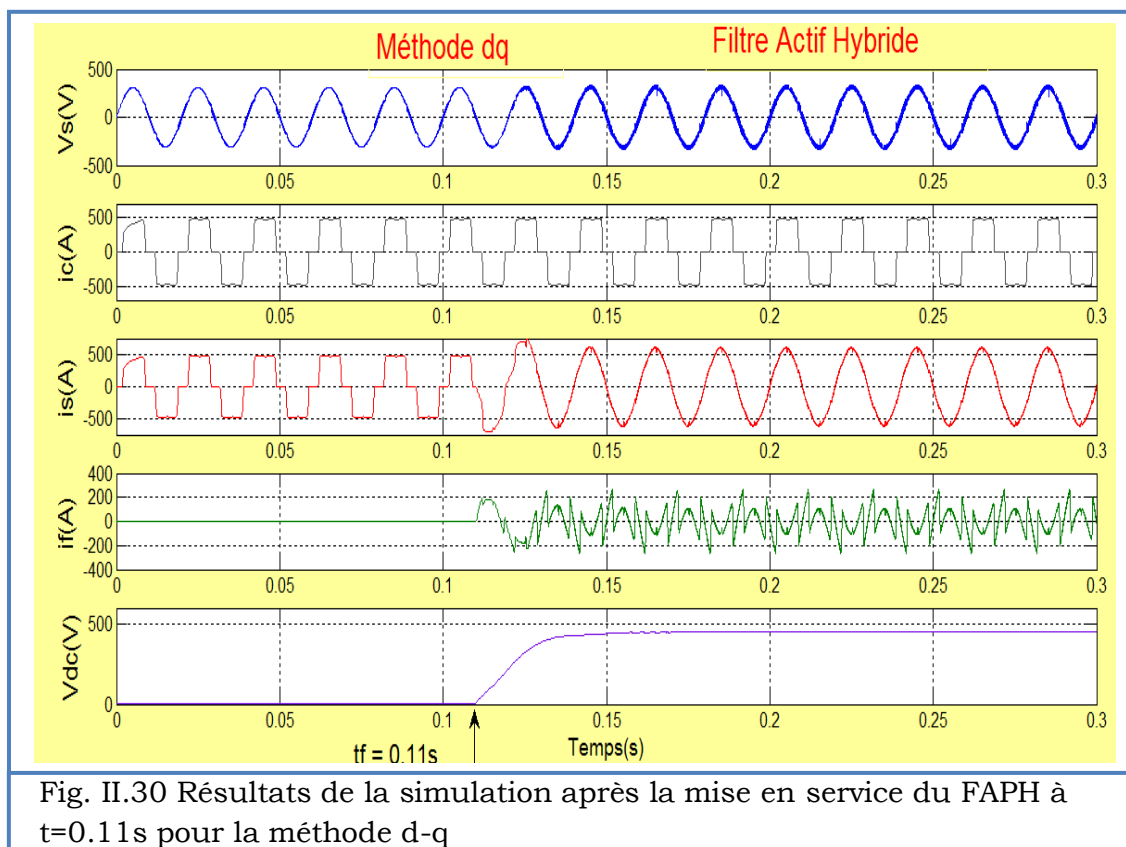
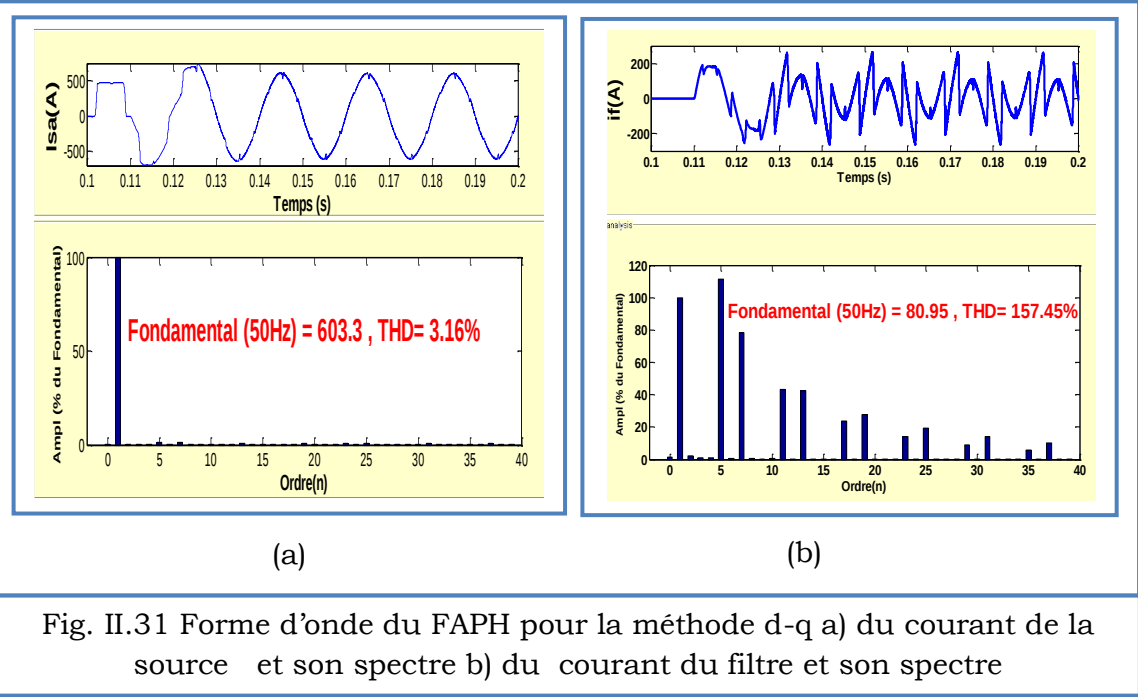


Fig. II.30 Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t=0.11s$  pour la méthode d-q

La Figure II.30 illustre les résultats de simulation obtenus pour le FAPH en utilisant la méthode du référentiel synchrone pour la détermination des courants de références.

Le taux de distorsion harmonique pour cette méthode est réduit de 27.77% à 3.16 % comme il est illustré sur la Figure II.31.a .Sur la Figure II.31.b est représenté le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.



Les résultats de simulation du FAPP et du FAPH en utilisant les trois méthodes d'extractions des harmoniques sont résumés dans le Tableau II.3

| Tableau II.3 Résultats de simulation            |                            |                                |
|-------------------------------------------------|----------------------------|--------------------------------|
|                                                 | Filtre actif parallèle pur | Filtre actif parallèle hybride |
| THD avant compensation                          | 27.77 %                    | 27.77%                         |
| THD après compensation<br>Méthode p-q           | 3.22 %                     | 3.47 %                         |
| THD après compensation<br>Méthode p-q améliorée | 3.23 %                     | 3.67 %                         |
| THD après compensation<br>Méthode d-q           | 3.38 %                     | 3.16 %                         |

A l'aide de cette analyse fréquentielle, il est clair que presque tous les termes harmoniques du courant sont éliminés. Les résultats obtenues avec les trois méthodes d'extraction des harmoniques montrent que la mise en œuvre du filtre actif parallèle que ce soit pur ou hybride permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant de la source ce qui se traduit par la diminution du THD après filtrage bien en dessous de 5% exigée par la norme CEI.

Dans ce qui suit, nous avons retenu Le filtre actif parallèle hybride dont les courants de références sont identifiés par la méthode du référentiel synchrone d-q compte tenu de sa valeur réduite du THD.

## II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, pour contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques de distribution, nous avons étudié en détail le fonctionnement de deux sortes de filtres : le filtre actif parallèle pur et le filtre actif parallèle hybride. Nous avons présenté les méthodes les plus utilisées pour l'identification des courants harmoniques de ces deux filtres, la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées, la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées améliorée utilisant des filtres multi-variables au lieu des filtres passe bas ou passe haut, et enfin la méthode du référentiel synchrone d-q. Une étude comparative est présentée par des simulations sous l'environnement Matlab/simulink pour les trois méthodes citées. Le FAPP ainsi que le FAPH permettent de réduire considérablement le THD du courant de la source. De plus le FAPH permet une réduction dans la puissance du filtre actif, puisque la tension du bus continue est plus réduite, ainsi le FAPH est retenu.

# Chapitre III

Application des techniques intelligentes  
au Filtrage actif parallèle hybride

### III.1 Introduction

L'utilisation de la logique Floue et des réseaux de neurones artificielles (ANN) pour la synthèse des systèmes de commande a connu un essor important au cours de ces dernières années. Dans ce chapitre, nous allons décrire ces outils ainsi que les modalités de leur utilisation puis leur implantation dans le filtre actif parallèle hybride. La première partie est consacrée aux systèmes flous. Après une présentation générale de quelques notions sur les ensembles flous, nous présentons en détail la structure interne d'un contrôleur flou. La deuxième partie, fait l'objet d'une étude détaillée sur l'emploi des réseaux de neurones pour la commande. Après une brève présentation de quelques notions générales sur les réseaux de neurones, nous présentons les architectures les plus utilisées des réseaux de neurones ainsi que les types d'apprentissage de ces derniers. Dans la troisième partie nous allons voir l'application de ces deux techniques au filtrage actif parallèle hybride. Nous utiliserons ces deux techniques pour la régulation de la tension du bus continue. Enfin, des résultats de simulation sont présentés et commentés.

### III.2. Logique Floue

#### III.2. 1 principe de la logique floue :

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité d'appartenance à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique. [62], [63] À partir des années 70 cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes. [64],[65] Ces travaux permettaient de mettre en œuvre des commandes de façon heuristique. Dans les années 80 la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre de commande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique.

#### III.2.2 Théorie des ensembles flou

La notion d'ensemble est une des notions fondamentales des mathématiques mais elle ne permet cependant pas de rendre compte de situations simples et assez fréquentes car dans la théorie des ensembles classiques un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble donné.

Par exemple il est aisé de définir parmi les personnes l'ensemble des hommes. Par contre il est impossible de définir l'ensemble des hommes vieux puisque les hommes ne deviennent pas vieux du jour au lendemain, ils vieillissent graduellement.

C'est pour tenir compte de ce genre de situation que Zadeh a introduit la notion d'ensemble flou. Elle repose sur la notion d'appartenance partielle.

Chaque élément  $x$  peut :

Ne pas appartenir à l'ensemble flou  $A$

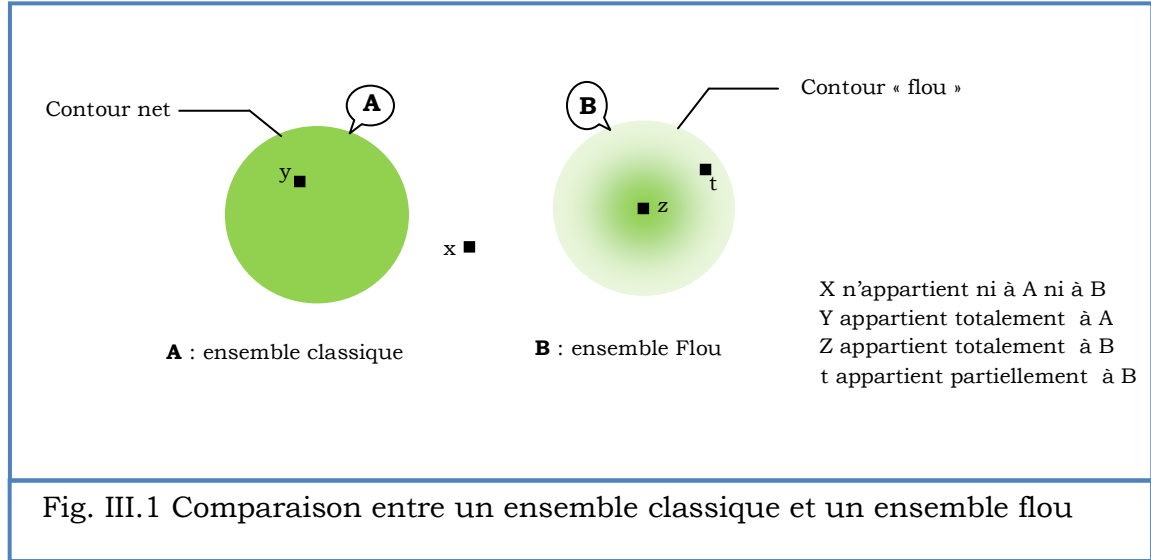
Appartenir un peu à  $A$ .

Appartenir assez à A.

Appartenir fortement à A.

Appartenir totalement à A.

Le contour de chaque ensemble flou n'est pas "rigide" ou "Net" mais "graduel" ou "flou". (Voir Figure III.1)[66]



Il existe quatre caractéristiques essentielles caractérisant l'ensemble flou : le type, le support, le noyau et la hauteur.

- Les types : peuvent être triangulaire, gaussienne, trapézoïdale, sigmoïde, etc [67].

- Le support : Le support d'un ensemble flou A noté  $supp(A)$  est la partie X sur laquelle la fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  n'est pas nulle.

$$supp(A) = \{x \in X / \mu_A(x) > 0\} \quad (III.1)$$

- Le noyau d'un sous ensemble flou A dans un univers de discours X est le sous ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance vaut 1. C'est l'ensemble des points qui appartiennent intégralement à A. [68]

$$\eta(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (III.2)$$

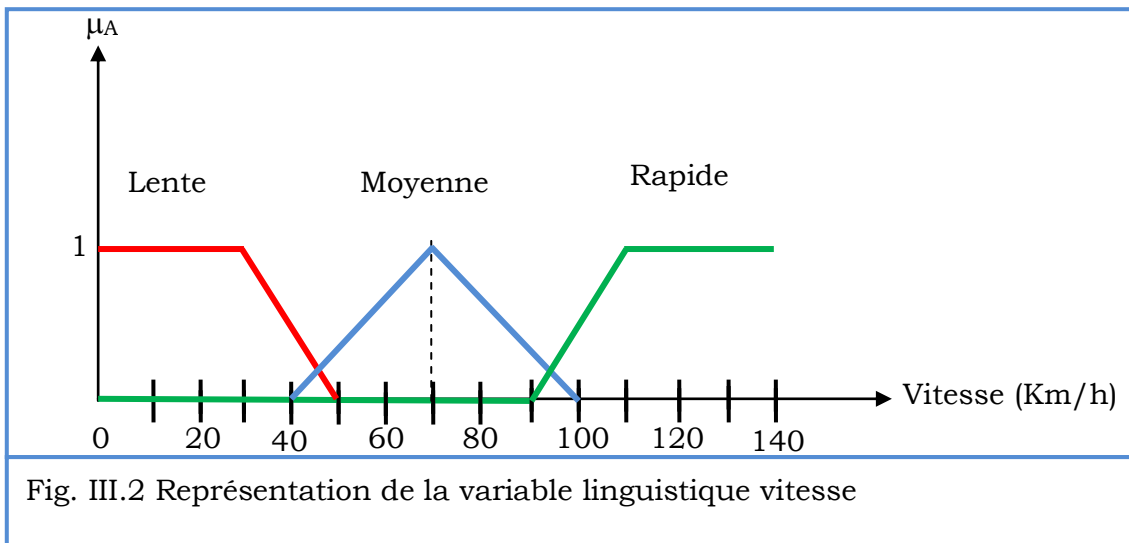
- la hauteur d'un sous ensemble flou A de référentiel X est le plus fort degré avec lequel un élément de X appartient à A. Formellement :

$$h(A) = Sup_{x \in X}(\mu_A(x)) \quad (III.3)$$

Un sous ensemble flou A est dit normalisé si  $h(A) = 1$

### III.2.2 Variables linguistiques:

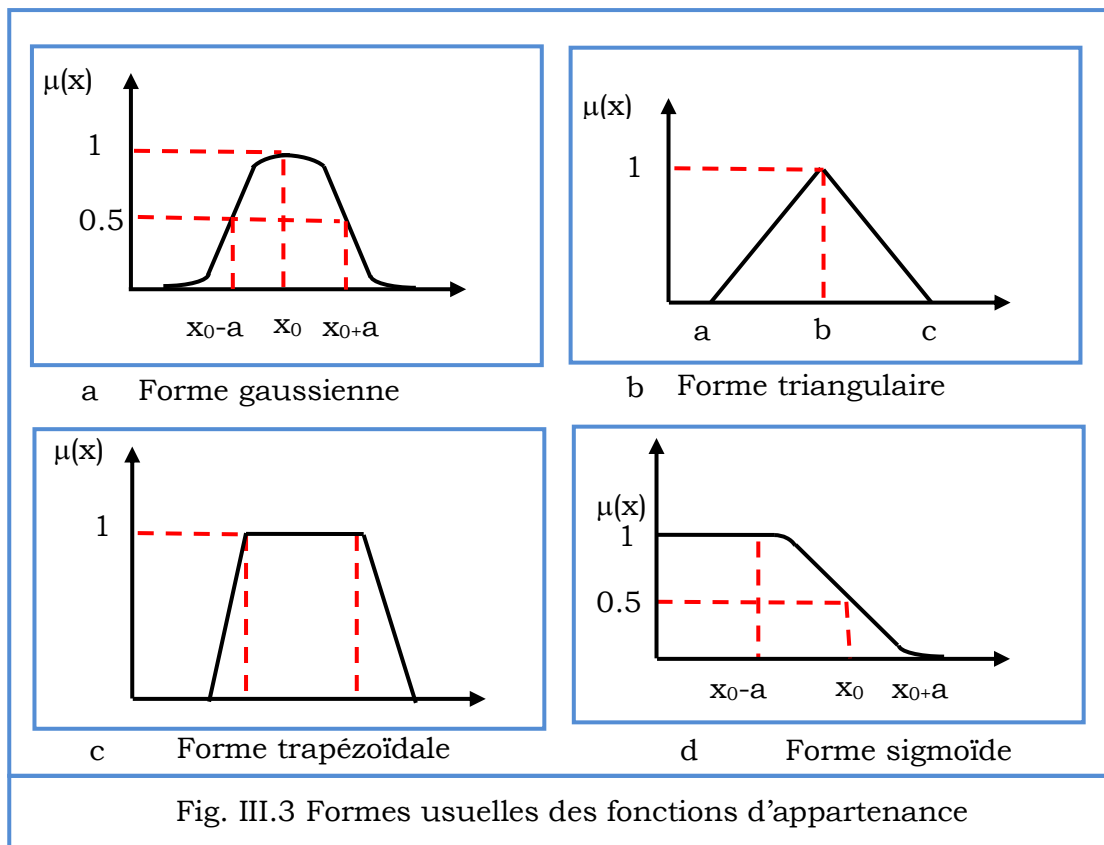
Une variable linguistique appelée aussi attribut linguistique, peut être définie à partir du triplet  $(x, X, T_x)$  où  $x$  est une variable définie sur l'univers de discours  $X$ ; et  $T_x = A_1, A_2, \dots$  est un ensemble composé de sous-ensembles flous de  $X$  qui caractérisent  $x$ . On associe souvent à chaque sous-ensemble flou de  $T_x$  une valeur ou un terme linguistique (étiquette) [69]. La Figure III.2 illustre un exemple de la variable linguistique (vitesse) avec trois termes linguistiques : lente, moyenne et rapide.



### III.2.3 Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance, qui correspond à la notion de la fonction caractéristique en logique classique. Une fonction d'appartenance d'un ensemble flou  $A$  définie sur l'univers de discours  $X$ , notée  $\mu_A(x)$  tel que  $x \in X$ , est une courbe qui définit comment chaque point dans l'univers de discours est tracé avec une valeur d'appartenance comprise dans l'intervalle  $[0, 1]$ . Il y a plusieurs formes de fonctions d'appartenance qui peuvent être symétriques, régulièrement distribuées, ou avoir une distribution non uniforme. (Figure III.3) Il n'y a pas de règle précise pour choisir les fonctions d'appartenance.

On peut choisir des formes quelconques de fonctions d'appartenance: une forme de cloche, trapézoïdale, ou triangulaire, mais le plus souvent on choisira une forme triangulaire ou trapézoïdale, car formée de segments de droite, le calcul est plus rapide, entre autres, le calcul de la surface de la fonction. Pour la variable "Environ zéro", on doit éviter de prendre une forme trapézoïdale susceptible d'entraîner des erreurs de réglage [70].

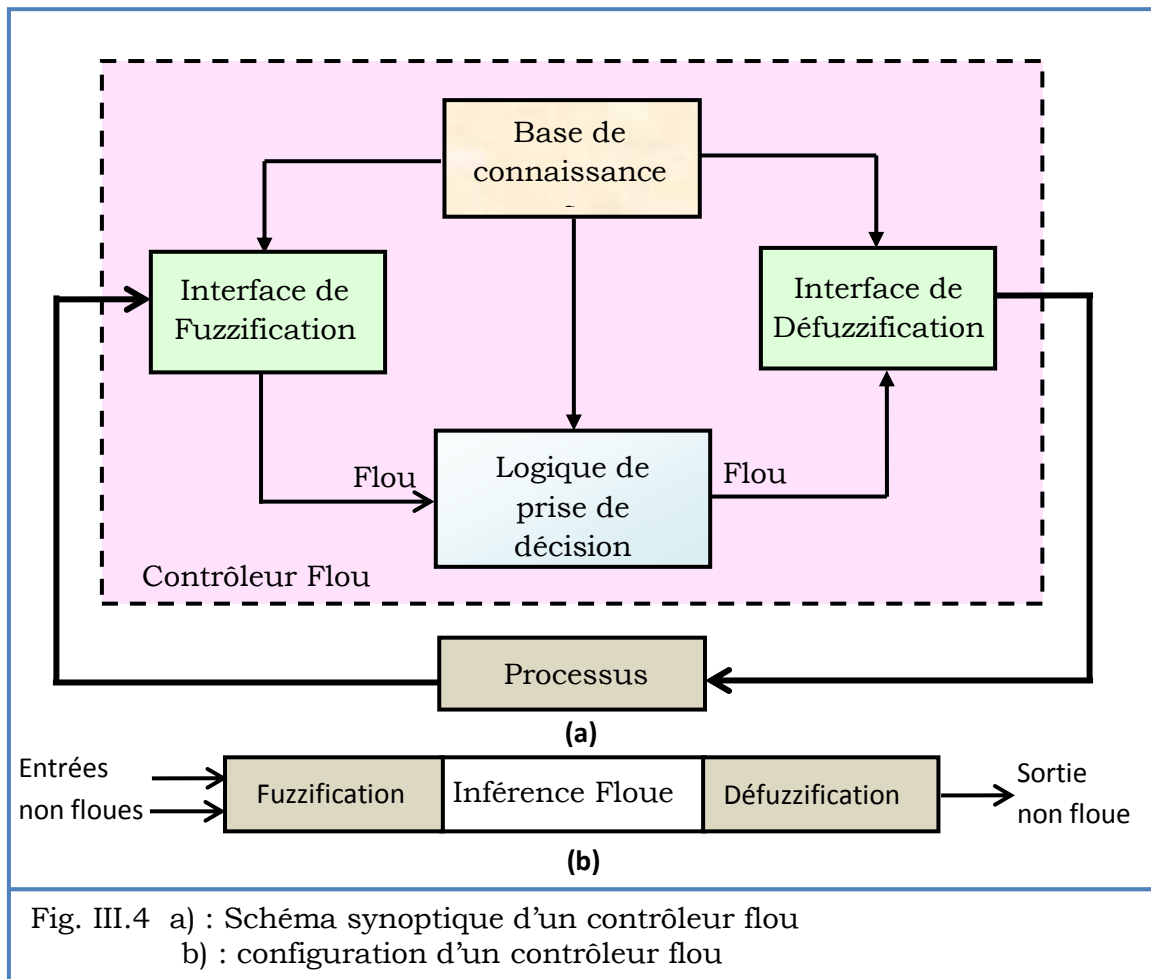


#### III.2.4 Structure de base d'un contrôleur flou :

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

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en quatre parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, la défuzzification qui permet à partir des ensembles flous d'entrées de déterminer la valeur réelle de sortie, et enfin le bloc de connaissances qui fournit les différents paramètres de trois bloc cités précédemment (voir Figure III.4) [71], [72].

- Bases de connaissances ;
- Fuzzification ;
- Inférence flou ;
- Défuzzification.



#### III.2.4.1 Base de connaissance

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles: *Si < condition > Alors < conséquence >*. [73]

#### II.2.4.2 Fuzzification

La fuzzification est l'étape où les variables d'entrées ou les grandeurs physiques sont transformées en variables linguistiques qui peuvent être par la suite traitées par les inférences. Il faut donc définir les fonctions d'appartenance qui permettent de définir le degré d'appartenance d'une donnée numérique à une variable linguistique. Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire.

Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous.

Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes.

### III.2.4.3 Inférence floue

Les inférences floues relient les variables d'entrées à une variable de sortie par des règles linguistiques combinées en utilisant les opérateurs logiques: "ET" et "OU". Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, Linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence, dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées.

L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle, le tableau III.1 présente la matrice d'inférence à cinq règles.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-Produit, Som-produit et Max-Min (Implication de Mamdani), cette dernière méthode est la plus utilisée à cause de sa simplicité, elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max.

| Tableau III.1 Matrice d'inférence à cinq règles |   |    |    |    |    |    |
|-------------------------------------------------|---|----|----|----|----|----|
| $\Delta e$                                      | e | NG | N  | ZE | P  | PG |
| NG                                              |   | NG | NG | N  | N  | ZE |
| N                                               |   | NG | NG | ZE | P  | P  |
| ZE                                              |   | N  | ZE | ZE | P  | P  |
| P                                               |   | ZE | ZE | P  | P  | PG |
| PG                                              |   | ZE | ZE | P  | PG | PG |

#### III.2.4.3.1 Différents types de systèmes d'inférence floue

##### III.2.4.3.1.1 Système d'inférence floue de type Mamdani

En 1974, E.H.Mamdani avait présenté, pour la première fois, la technique de commande par logique floue. Celle-ci consiste à déterminer un ensemble de règles qui maîtrisent le comportement dynamique du système à commander. L'obtention de ces règles est facile auprès des experts qui connaissent bien le système. Il avait utilisé des règles à *prémisses* et conclusions symboliques, l'inférence (max-min), et la défuzzification par centre de gravité. La forme de l'implication floue définie par ce type de contrôleur est de la forme : [74]

$$\text{«Si } x_1 \text{ est } A \text{ et } x_2 \text{ est } B \text{ Alors } y \text{ est } C\text{»} \quad (\text{III.4})$$

La conséquence de ce type de système est une valeur floue.

#### III.2.4.3.1.2 Système d'inférence flou de type Takagi-Sugeno

Dans ces systèmes, les prémisses des règles sont exprimées symboliquement et les conclusions sont par des fonctions linéaires [67].

Notons par  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  les entrées du contrôleur flou, et par  $y$  sa sortie. Pour chaque  $x_i$  est associé  $m_i$  ensemble flou  $F_i^j$  dans  $X_i$  tel que  $x_i \in X_i$ .

La base des règles complète du contrôleur flou comporte  $N = \prod_{i=1}^n m_i$  règles flou de la forme :

$$\text{«} R_k: \text{Si } x_1 \text{ est } F_1^k \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n^k \text{ . Alors } y = f_k(x); k = 1, 2, \dots, n. \text{»} \quad (\text{III.5})$$

En général  $f_k(x)$  est une fonction polynomiale en fonction des variables d'entrées :

$$f_k(x) = a_0^k + \sum_{i=1}^n a_i^k x_i \quad (\text{III.6})$$

Alors on a à faire à un contrôleur flou de type Takagi-Sugeno d'ordre 1. Si par contre  $f_k(x)$  est une constante :

$$f_k(x) = a_0^k \quad (\text{III.7})$$

On a donc un contrôleur flou de type Takagi-Sugeno d'ordre zéro. Etant donné que chaque règle possède une conclusion numérique, et de cette manière, le temps consommé par la procédure de défuzzification est évité. En fait, la sortie du contrôleur flou est donnée par la relation suivante :

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(x) \cdot f_k(x)}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\mu_k(x) = \prod_{i=1}^n F_i^k, F_i^k \in \{F_i^1, F_i^2, \dots, F_i^{m_i}\} \text{ Représente le degré d'activation de la règle } R_k.$$

#### III.2.4.4 Défuzzification

A la fin de l'inférence, le résultat est un sous-ensemble flou qui n'est pas directement utilisable pour donner une information précise à l'opérateur ou commander un actionneur. La défuzzification permet de transformer ces fonctions d'appartenance en informations déterministes et donc de définir des variables de sortie numériques précises. Plusieurs méthodes de défuzzification sont proposées dans la littérature et aucune ne peut être jugée meilleure que les autres. Le choix de la méthode à utiliser dépend essentiellement de l'expérience, du développeur et du cahier des charges.

La priorité peut donc être donnée à la réduction du temps de calcul ou à la diminution de la complexité du système ou encore à l'universalité de l'application (applicabilité à toutes les situations considérées) ou bien alors à la plausibilité des résultats du point de vue expert [75].

#### **III.2.4.4.1 Méthode du centre de gravité :**

On calcule simplement le centre de gravité de la fonction d'appartenance pour obtenir la commande réelle  $u$ . On obtient alors:

$$U = \frac{\int x \mu_{Ri}(x)}{\int \mu_{Ri}(x)} \quad (\text{III.9})$$

#### **III.2.4.4.2 Méthode du maximum**

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

$$U = \max_{x \in S} \mu_{Ri}(x) \quad (\text{III.10})$$

#### **III.2.4.4.3 Méthode des hauteurs pondérées :**

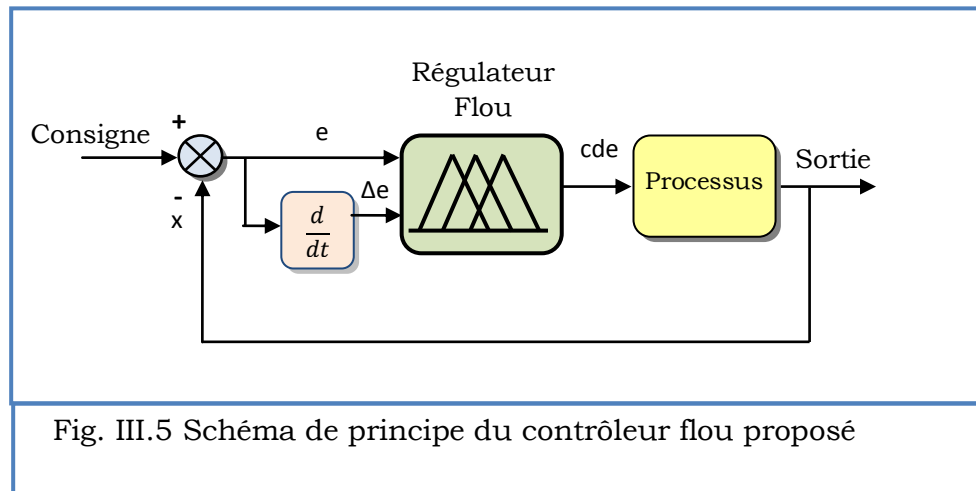
Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$U = \frac{\sum x \mu_{Ri}(x)}{\sum \mu_{Ri}(x)} \quad (\text{III.11})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons. Dans ce cas, le calcul du centre de gravité se trouve grandement simplifié. Le régulateur n'est plus de type Mamdani mais de type Sugeno de part la façon dont la sortie est calculée. [76]

### **III.2.6 Synthèse du régulateur flou**

Dans la commande floue plusieurs approches peuvent être utilisées, ces approches se distinguent par les entrées et la sortie du régulateur. La Figure III.5 présente le schéma de principe d'un régulateur flou de type *PI*. Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même à appliquer au processus.



Avec:

- $e$  : erreur, telle que  $e = \text{consigne} - x$  ;
- $\Delta e$  : variation de l'erreur,  $\Delta e = e(t) - e(t - T)$ ,  $T$  est une constante;
- $cde$  : sortie du contrôleur flou;
- $x$  : sortie du système.

### III.3 Les réseaux de neurones

#### III.3.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels (Artificial neural network ANN) sont apparus en 1443 lors d'essais de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts. Ils supposaient que l'impulsion nerveuse était le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée naissait grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. La première règle d'apprentissage fut proposée par Donald Hebb en 1950. Son intuition était que si deux neurones étaient actifs en même temps, les synapses entre ces neurones seraient renforcées. Le Perceptron, proposé par Rosenblatt en 1962, est le premier modèle de réseau de neurones intégrant le neurone de McCulloch et Pitts et la règle d'apprentissage de Hebb.

Les capacités d'apprentissage du Perceptron susciteront de grands espoirs, mais le véritable essor des réseaux de neurones a débuté au cours des années 80 avec une variante multicouche du perceptron et la règle d'apprentissage de rétro-propagation.

### III.3.2 Concept de base des réseaux de neurones

#### III.3.2.1 Neurone biologique

Le cerveau humain contient environ 100 milliards de neurones biologique. Les neurones biologiques sont des cellules vivantes spécialisées dans le traitement des signaux électriques.

Un neurone biologique peut être décomposé en quatre parties principales : (Figure III.6) [77], [78]

- Les **dendrites**, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique : c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux.
- Le **corps de la cellule**, c'est l'unité de traitement.
- L'**axone**, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule : l'envoi de l'information se fait par l'axone.
- Les **synapses** par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

Donc le neurone biologique est l'unité fondamentale, fonctionnelle et anatomique du tissu nerveux.

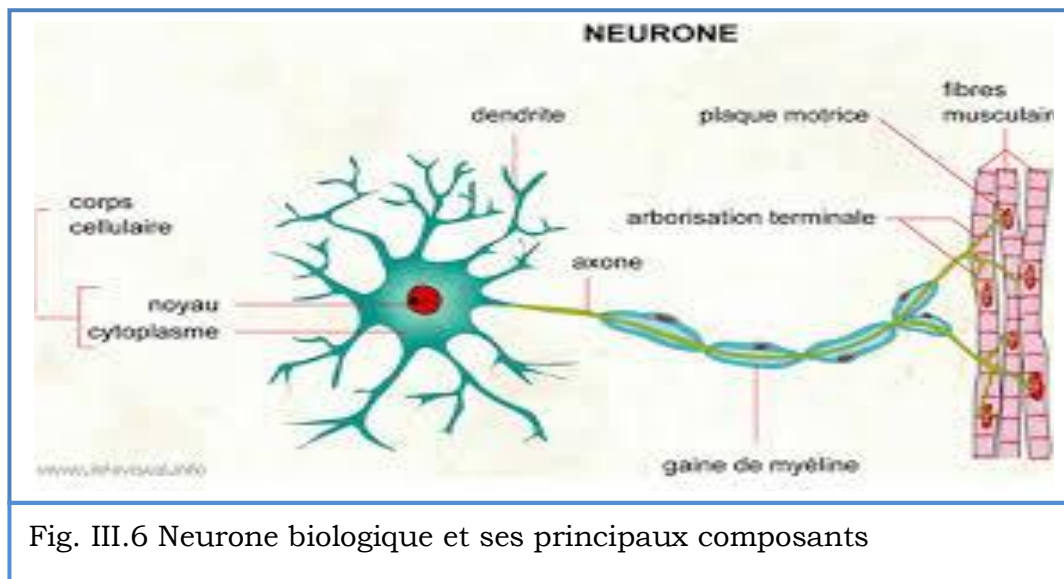


Fig. III.6 Neurone biologique et ses principaux composants

#### III.3.2.2 Neurone formel

Un neurone formel ou artificiel est une unité de traitement qui reçoit des données en entrées sous la forme d'un vecteur, et produit une sortie réelle qui est une fonction généralement non linéaire d'une combinaison des entrées  $x_i$  pondérées par les paramètres  $w_i$ , qui sont souvent désignés sous le nom de poids, en raison de l'inspiration biologique poids synaptiques. La Figure III.7 montre le schéma de principe du neurone formel. [79]

La fonction  $f(s)$  est une fonction d'activation qui calcule la sortie du neurone en fonction d'un potentiel  $s$  constitué de la somme des entrées  $x_i$  pondérées par les valeurs des poids  $w_i$ , à laquelle s'ajoute un terme constant appelé biais. La sortie du réseau de neurone formel  $f(s)$  est donnée par l'expression suivante : [80]

$$y = f(s) = f(\sum_{i=1}^n X_i w_i + b) \quad (\text{III.12})$$

Avec  $b = X_0 w_0 = w_0$

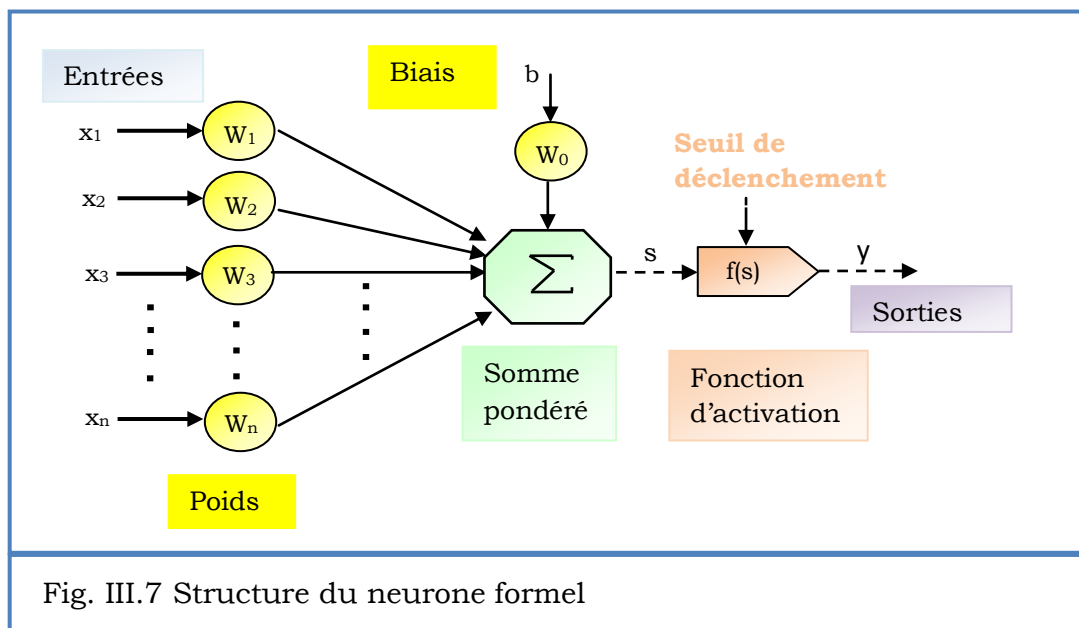


Fig. III.7 Structure du neurone formel

On pourra résumer une modélisation par le tableau 1, qui nous permettra de voir clairement la transition entre le neurone biologique et le neurone formel. [81]

Tableau III.2 Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel

| Neurone Biologique | Neurone formel        |
|--------------------|-----------------------|
| Synapse            | Poids de connexion    |
| Axones             | Signal de sortie      |
| Dendrite           | Signal d'entrée       |
| Corps cellulaire   | Fonction d'activation |

### III.3.2.3 Fonction d'activation

La fonction d'activation de chaque neurone détermine ses propres caractéristiques. Par conséquent, le type du neurone est caractérisé par sa fonction d'activation. Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activations sont généralement croissantes et continues.

Les fonctions les plus connues sont : la fonction seuil, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde. Leur choix revêt une importance capitale et dépend souvent du type de l'application et du domaine de variation des variables d'entrées sorties. [82]. Le Tableau III.3 illustre les fonctions d'activations (transfert) les plus utilisées. [83]

### III.3.3 Les architectures neuronales

L'architecture est la manière avec laquelle les neurones sont interconnectées afin de constituer un réseau .on peut distinguer trois types d'architectures de réseau de neurones : les réseaux non bouclés, les réseaux bouclés et les réseaux à connexions complexes.

#### III.3.3.1 réseaux de neurones non bouclés « feedforward »

Les réseaux non bouclés ou réseaux unidirectionnels (feedforward networks) ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives. L'information circule de la couche d'entrée vers la couche de sortie au travers d'éventuelles couches intermédiaires mais sans retours en arrière. (Voir Figure III.8 ) [84].

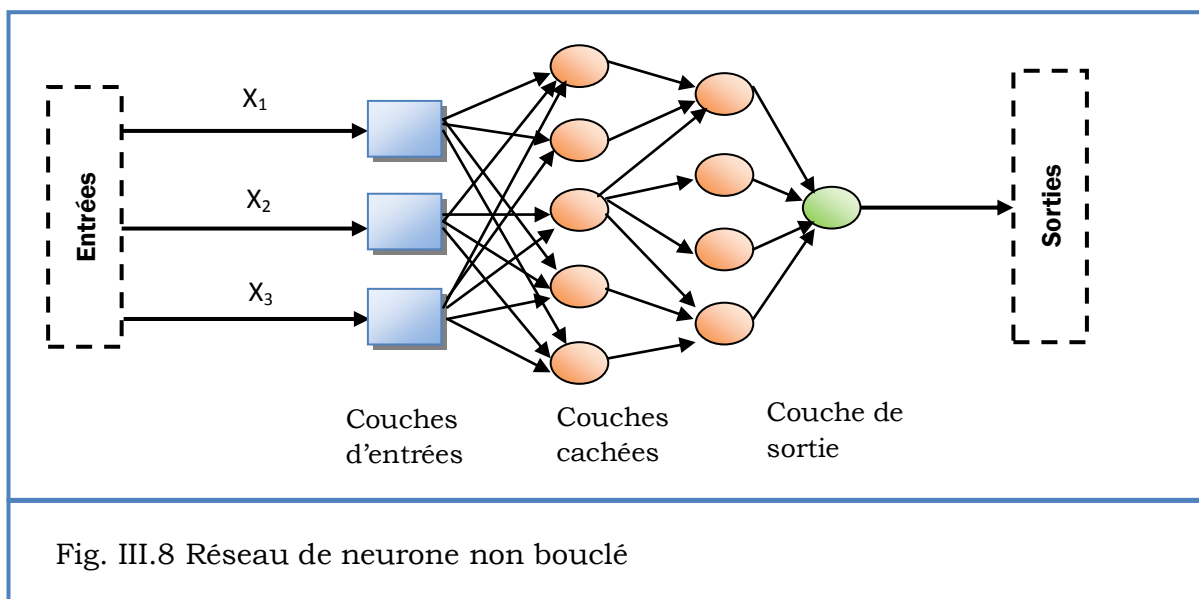
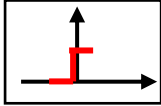
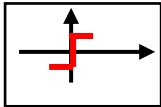
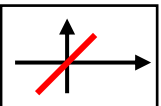
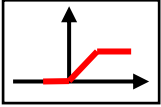
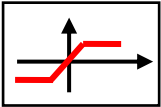
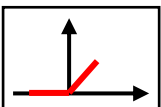
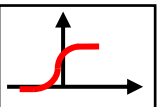
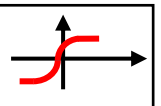


Tableau III.3 Fonctions d'activations les plus utilisées

| Non de la fonction                      | Relation entrée- sortie                                                              | Forme                                                                                 |
|-----------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| Seuil (Unipolaire)                      | $y = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases}$                          |    |
| Seuil symétrique (bipolaire)            | $y = \begin{cases} -1 & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases}$                          |    |
| Linéaire                                | $y = x$                                                                              |    |
| Linéaire saturée (Unipolaire)           | $y = \begin{cases} 0 & , & x < 0 \\ x, & 1 \geq x \geq 0 \\ 1 & x > 1 \end{cases}$   |  |
| Linéaire saturée symétrique (bipolaire) | $y = \begin{cases} -1 & , & x < 0 \\ x, & 1 \geq x \geq -1 \\ 1 & x > 1 \end{cases}$ |  |
| Linéaire positive                       | $y = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ x, & x \geq 0 \end{cases}$                          |  |
| Sigmoïde (Unipolaire)                   | $y = \frac{1}{1 + e^{-ax}}$                                                          |  |
| Tangente hyperbolique (bipolaire)       | $y = \frac{1 - e^{-ax}}{1 + e^{-ax}}$                                                |  |

### III.3.3.2 Les réseaux de neurones bouclés ou réseau récurrent « recurrent networks »

Un réseau bouclé (récurrent), régi par une ou plusieurs équations différentielles, résulte de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions. Ces réseaux sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation des systèmes dynamiques, de commande de processus ou de filtrage. [85]

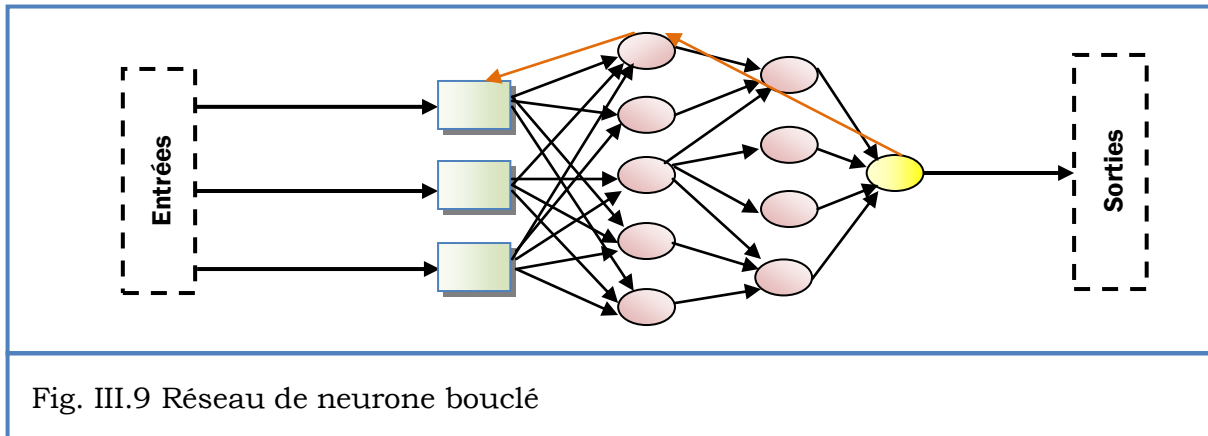


Fig. III.9 Réseau de neurone bouclé

### III.3.4 Apprentissage des réseaux de neurones

Lorsque la structure du réseau de neurones est fixée, il faut choisir un processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation. Il est possible d'obtenir une solution satisfaisante seulement si la complexité du réseau de neurones est adaptée au problème à résoudre. L'apprentissage fait appel à des exemples de comportement du processus à modéliser.

#### III.3.4.1 L'apprentissage supervisé :

Dans le cas d'un apprentissage supervisé, les entrées et les sorties désirées sont connues, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est à dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée. La Figure III.10 Donne un exemple d'apprentissage supervisé. L'algorithme de l'apprentissage supervisé est la rétro-propagation du gradient (back-propagation). [86]

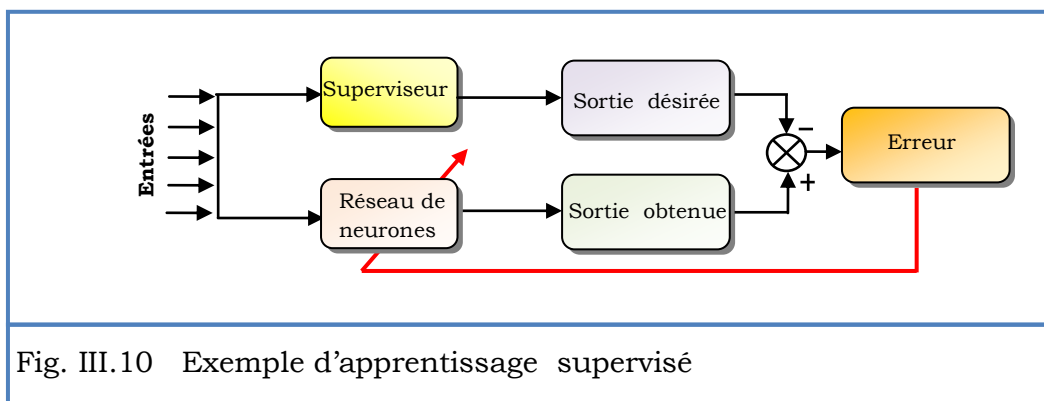
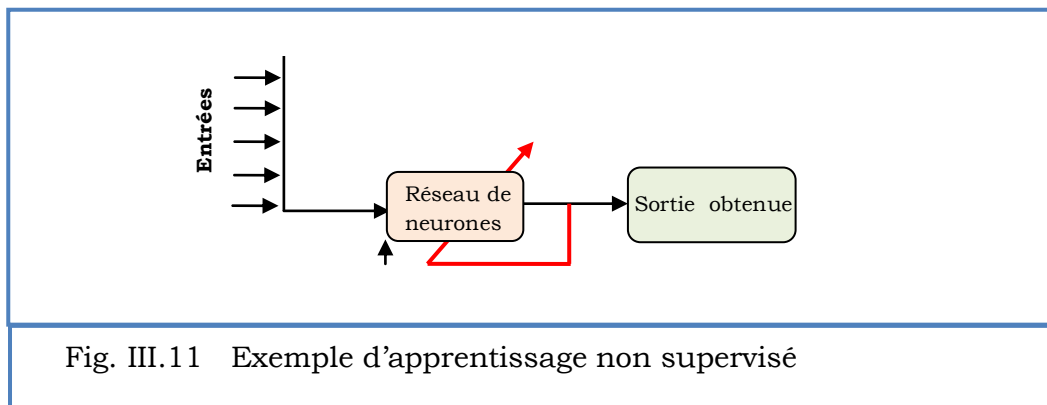


Fig. III.10 Exemple d'apprentissage supervisé

### III.3.4.2 L'apprentissage non supervisé :

Dans l'apprentissage non supervisé, les données ne contiennent pas d'informations sur une sortie désirée, il n'y a pas de superviseur ou « expert humain ». Il s'agit de déterminer les paramètres du réseau de neurones suivant un critère à définir.

Dans ce cas les exemples présentés à l'entrée provoquent une auto-adaptation du réseau afin de produire des valeurs de sorties qui soient proche en réponse pour des valeurs d'entrées similaires. La Figure III.11 illustre un exemple d'apprentissage non supervisé. [87]



### III.3.4.3 L'apprentissage semi-supervisé ou apprentissage par renforcement

L'apprentissage par renforcement est une technique d'apprentissage automatique qui définit les paramètres du réseau neuronal, où les entrées ne sont généralement pas données, mais générées par des interactions avec l'environnement. L'apprentissage par renforcement du réseau de neurone artificiel devrait prendre des mesures dans un environnement afin de maximiser une certaine notion de récompense à long terme. L'apprentissage par renforcement est fréquemment utilisé comme une partie de l'algorithme d'apprentissage global du réseau neuronal artificiel. [88]

### III.3.4.4 L'apprentissage en ligne

L'apprentissage « en-ligne », consiste à modifier les valeurs des poids synaptiques immédiatement après la présentation d'un objet. Ainsi, après l'exécution de l'étape d'ajustement, l'objet respectif peut être jeté. L'apprentissage en ligne avec cette configuration est habituellement utilisé lorsque le système change rapidement, de sorte que l'adoption de l'apprentissage hors ligne est pratiquement impossible parce que les échantillons utilisés à un moment donné ne peuvent plus représenter le comportement du système dans les moments postérieurs. [89], [90].

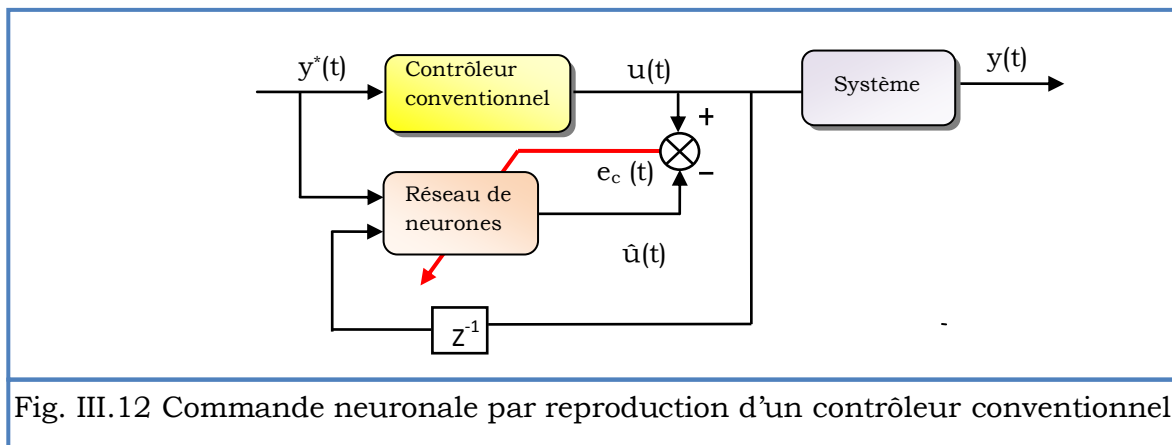
### III.3.4.5 L'apprentissage hors ligne

En apprentissage hors ligne, également nommé apprentissage par lots, l'ajustement des poids synaptiques est effectué après que tout l'ensemble d'entraînement est présenté, étant donné que chaque étape d'ajustement tient compte du nombre d'erreurs observées dans les échantillons d'apprentissage par rapport aux valeurs souhaitées pour leurs sorties. Par conséquent, les réseaux utilisant l'apprentissage hors ligne nécessitent, au moins, une période de formation. Pour exécuter une étape de réglage sur leurs poids et seuils. Par conséquent, tous les échantillons de formation doivent être disponibles pendant tout le processus d'apprentissage.

### III.3.5 Réseaux de neurones pour la commande

#### III.3.5.1 Imitation d'un contrôleur existant

La première méthode utilisée pour la conception d'un contrôleur neuronal consiste simplement à imiter un système de commande existant. Même si cette approche semble, au premier abord, peu intéressante puisqu'elle nécessite l'existence d'un autre contrôleur, elle peut s'avérer utile si ce dernier est trop complexe ou présente des difficultés d'implémentation matérielle.



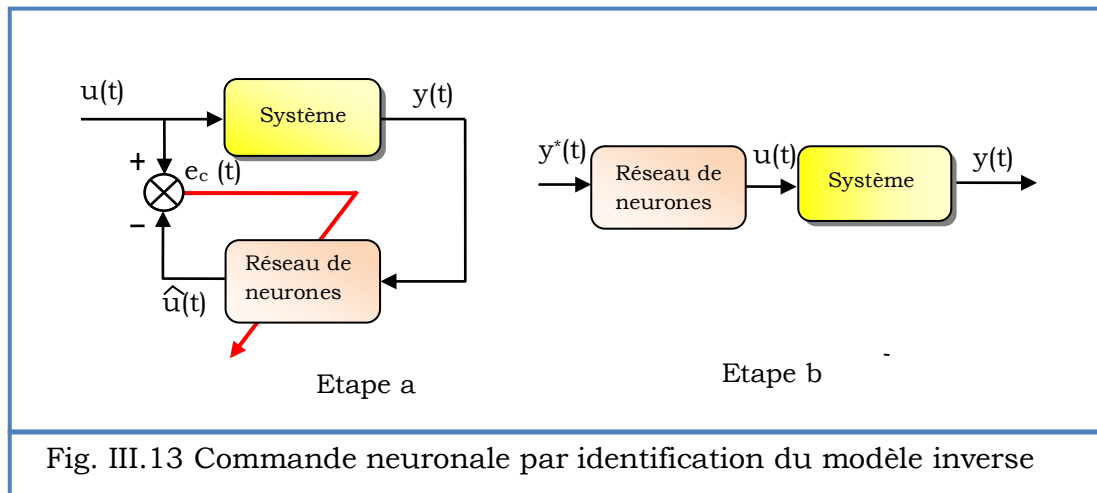
La Figure III.12 présente l'architecture générale de ce type de commande. L'erreur  $e_c$  entre la sortie du système de commande et celle du réseau est utilisée directement par l'algorithme d'apprentissage pour ajuster les poids de connexion du contrôleur neuronal. Bien que les premières applications de cette approche remontent déjà à plusieurs années, il existe néanmoins des travaux récents qui exploitent cette approche. [70]

#### III.3.5.2 Identification du modèle inverse

Cette approche s'exécute en deux étapes séparées : étape d'apprentissage et étape d'utilisation. Durant l'apprentissage, le réseau est entraîné par rétro- propagation de manière à identifier le modèle inverse du procédé.

Comme l'indique la Figure III.13, le réseau se place en parallèle avec le procédé, il reçoit par ses entrées la sortie actuelle  $y(t)$  du procédé et fournit en sortie  $\hat{u}(t)$  une estimation de la commande  $u(t)$ .

Le but de l'apprentissage est l'ajustement des paramètres du réseau afin de produire en sortie une commande  $\hat{u}(t)$  proche de  $u(t)$ . Après cette phase, le réseau se place devant le procédé afin de fournir à chaque instant la commande  $u(t)$  nécessaire pour atteindre la sortie désirée  $y^*(t)$  qui lui est donnée en entrée.



La méthode présente un inconvénient majeur lié à l'étape d'apprentissage: le modèle appris ne garantit pas forcément la réalisation correcte d'un comportement désiré du moment que tous les états désirés possibles, n'ont pas nécessairement, été rencontrés lors de l'apprentissage. Une autre difficulté apparaît quand le modèle inverse du processus est mal conditionné (i.e. il existe plusieurs commandes correspondant à un comportement désiré). Les algorithmes d'apprentissage supervisés réagissent généralement à ce problème par une commande égale à la moyenne des solutions admissibles rencontrées, ce qui peut être catastrophique dans certains cas. Cette approche a cependant, été utilisée avec succès. [91], [92]

### III.3.5.3 Architecture indirecte d'apprentissage

Cette méthode, proposée par Psaltis [93], correspond à une mise en œuvre particulière de la commande par modèle inverse, dans laquelle, le modèle neuronal en cours d'apprentissage, sert aussi à commander le processus (Figure III.14). La sortie désirée  $y^*(t)$  est propagée à travers le premier réseau neuronal pour produire une commande  $u_1(t)$  qui est appliquée au système. La sortie  $y(t)$  obtenue est alors utilisée comme entrée du deuxième réseau (identique au premier réseau) qui produit une commande  $u_2(t)$ . La différence entre  $u_1(t)$  et  $u_2(t)$  sert de signal d'erreur  $e_c(t)$  afin d'assurer l'apprentissage des paramètres des réseaux par rétro-propagation. Le point positif de l'approche est que l'entraînement est réalisé dans l'espace objectif, permettant ainsi de faire parcourir au processus l'ensemble de ses états possibles, ou tout au moins l'ensemble des états qui seront utilisés lors du fonctionnement.

Néanmoins, l'idée exploitée par cette approche (la minimisation de l'erreur commise sur la commande entraîne la minimisation de l'erreur en sortie du processus) n'est pas souvent juste, ce qui rend l'approche peu utilisable. [91], [94]

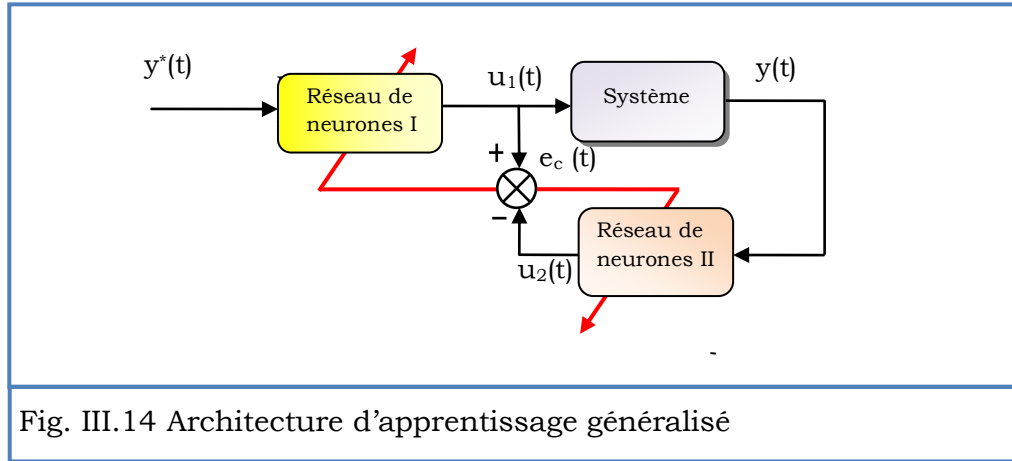


Fig. III.14 Architecture d'apprentissage généralisé

#### III.3.5.4 Apprentissage indirect du système de commande

Cette méthode diffère des approches présentées précédemment par l'usage d'un modèle neuronal du procédé dans la structure de commande présentée par la Figure III.15. La méthode nécessite, donc au préalable, une étape de modélisation du procédé par un réseau de neurones. On cherche ainsi à obtenir, par un réseau neuronal, une bonne approximation de la sortie du procédé  $y(t)$  lorsqu'une commande  $u(t)$  lui est appliquée.

Le principe de l'approche est alors, puisque l'on dispose d'un modèle différentiable du procédé, d'utiliser l'algorithme de rétro-propagation en considérant le contrôleur et le modèle comme un seul réseau. L'erreur est propagée à travers le modèle sans modifier ses poids, et seuls ceux du réseau contrôleur subissent une mise à jour. On peut alors se ramener au cas de l'équation (III.13) en faisant l'approximation :

$$\frac{\partial y}{\partial u} = \frac{\partial y^*}{\partial u} \quad (\text{III.13})$$

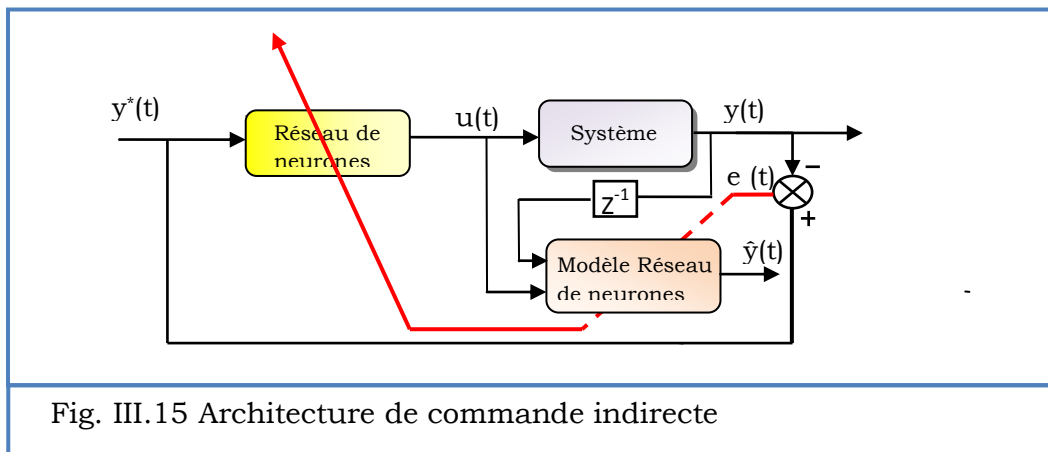


Fig. III.15 Architecture de commande indirecte

Contrairement à la méthode basée sur l'identification du modèle inverse présentée précédemment, où le système de commande tend, pour amener le procédé dans un état désiré, à moyenner l'ensemble des solutions possibles, cette architecture conduit à sélectionner une solution particulière [95]. On aura remarqué que cette architecture de base n'utilise pas la sortie du modèle neuronal du procédé. Lorsque cela est nécessaire, il est cependant possible d'utiliser cette sortie pour réaliser une adaptation en ligne du modèle.

### III.3.6 Avantages et inconvénient des RNA

Les avantages :

- Aucune connaissance basée sur les règles
- Plusieurs algorithmes d'apprentissage sont disponibles
- Le modèle mathématique non requis

Les inconvénients

- Aucune garantie sur la convergence de l'apprentissage
- La connaissance antérieure ne peut pas être employée (apprentissage à partir de zéro) ;
- L'adaptation aux environnements différents est difficile et le réapprentissage est obligatoire [96]

## III.4. Application de la logique floue pour la régulation du FAPH

### IV.4.1. Conception d'un régulateur flou proposé

Pour la mise en œuvre de ce régulateur, on passe toujours par les étapes suivantes : [43], [76], [97], [98]

#### *A. Univers de discours*

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition des univers de discours qui sont normalisés dans l'intervalle  $[-1, 1]$  pour chaque variable.

#### *B. Choix des fonctions d'appartenance*

Les deux entrées ( $e$  et  $\Delta e$ ) et la sortie  $cde$  sont définies chacune par 7 sous-ensembles: Négative grand 'NG', Négative moyen 'NM', Négative petit 'NP', Nulle 'EZ', Positive petit 'PP', positive moyen 'PM', positive grand 'PG', tels que les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire.

La Figure III.12 montre le choix de la forme des fonctions d'appartenance pour les deux entrées et la sortie définies dans l'intervalle  $[-1,1]$ . On note que ces fonctions d'appartenance ont une forme symétrique par rapport au zéro.

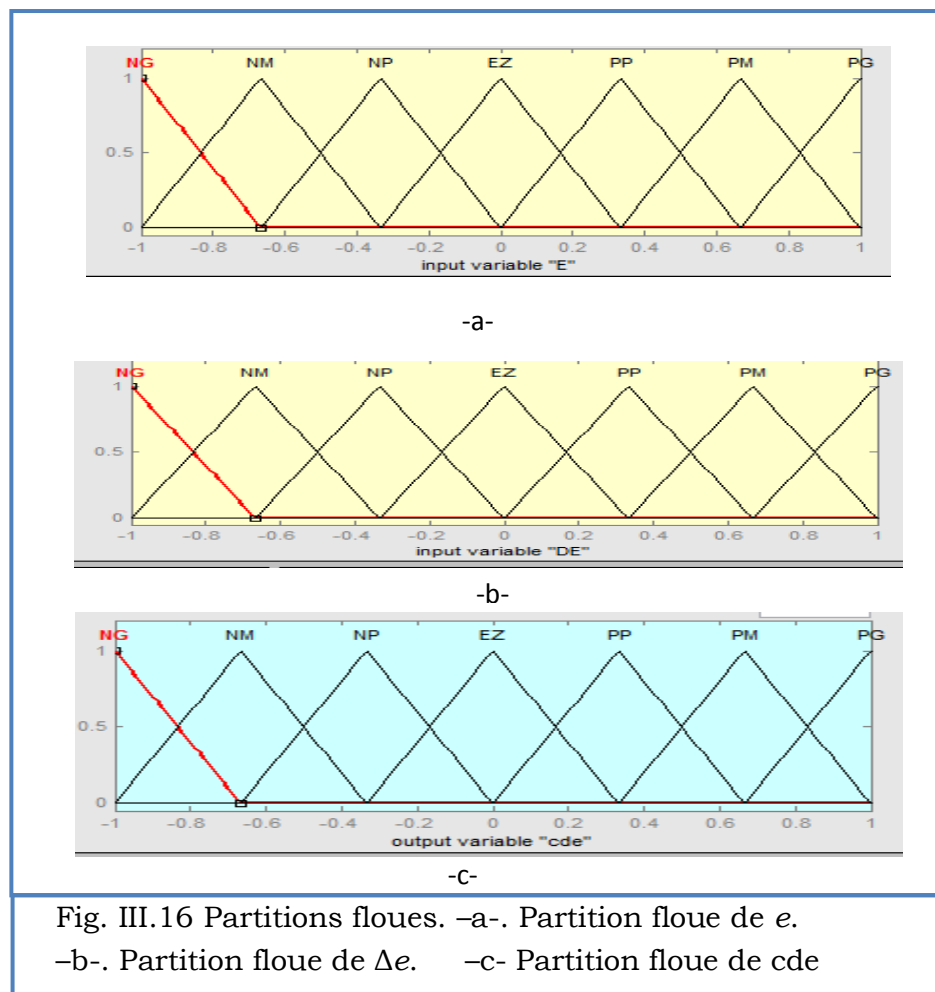


Fig. III.16 Partitions floues. -a-. Partition floue de  $e$ .  
-b-. Partition floue de  $\Delta e$ . -c- Partition floue de  $cde$

### C. Bases de règles

Les règles linguistiques utilisées pour le contrôleur flou proposé sont donnés par le Tableau III.4:

Tableau III.4 Matrice d'inférence utilisée dans la commande floue du FAPH

| $\Delta e$<br>$e$ | NG | NM | NP | EZ | PP | PM | PG |
|-------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| NG                | NG | NG | NG | NG | NM | NP | EZ |
| NM                | NG | NG | NG | NM | NP | EZ | PP |
| NP                | NG | NG | NM | NP | EZ | PP | PM |
| EZ                | NG | NM | NP | EZ | PP | PM | PG |
| PP                | NM | NP | EZ | PP | PM | PG | PG |
| PM                | NP | EZ | PP | PM | PG | PG | PG |
| PG                | EZ | PP | PM | PG | PG | PG | PG |

### D. Fuzzification

En ce qui concerne le module de fuzzification, on a utilisé des fonctions d'appartenance de type triangulaires.

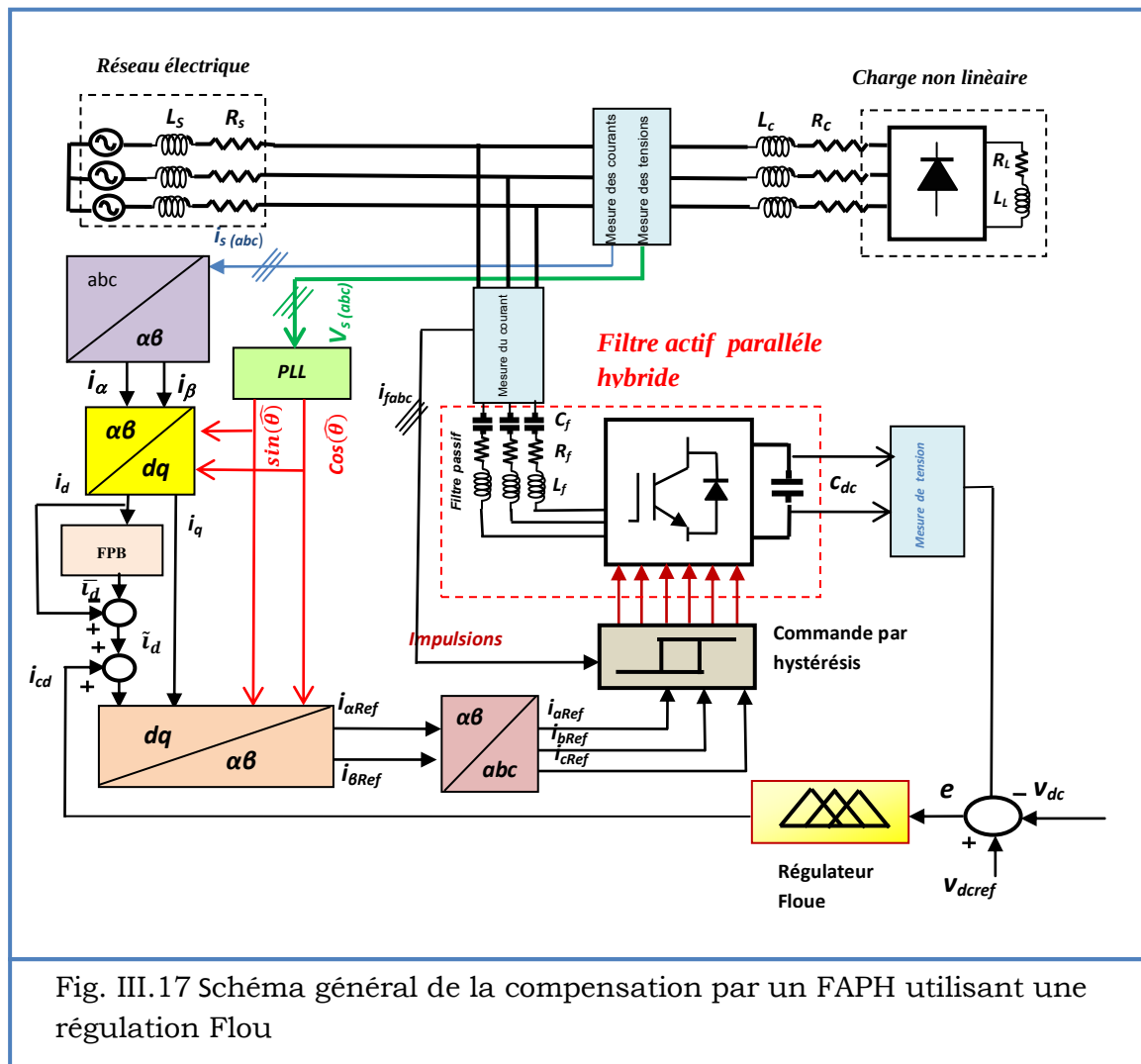
### E. Mécanisme d'inférence

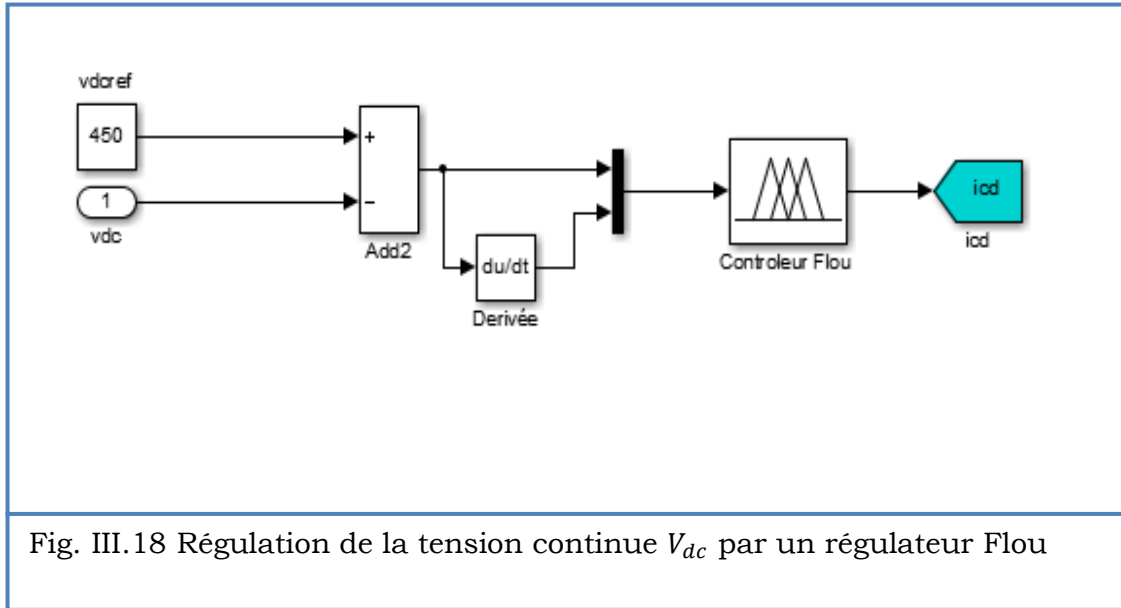
Le mécanisme d'inférence qui a été choisi est le mécanisme d'inférence *max-min* avec l'opérateur minimum pour le «**ET**» flou et l'implication floue.

### F. Défuzzification

La méthode de défuzzification pour le calcul du signal de sortie du régulateur, sera conditionnée par un compromis entre la facilité et la performance [82]. Nous avons opté pour la méthode du centre de gravité.

Le schéma général de la compensation par un FAPH utilisant une régulation Flou est illustrée sur la Figure III.17. Le bloc de la régulation de la tension continue est montré sur la Figure III.18.





### III.5.Application des réseaux de neurones artificiels pour la régulation de la tension continue

Le système de commande à base des réseaux de neurones du FAPH utilisé dans ce travail est conçu autour d'un MLPNN (Multi-Layer Perceptron Neural Network). Ce réseau permet d'imiter le régulateur PI conventionnel permettant de réguler la tension continue  $V_{dc}$  pour qu'elle soit la plus proche de  $V_{dc-Ref}$ . L'architecture adoptée pour ce réseau consiste en un MLP trois couches : Couche d'entrée correspondant à l'erreur entre la tension mesurée et la tension de référence, une couche cachée formée de  $m$  neurones et une couche de sortie correspondant au courant  $i_{dc}$  permettant de compenser le courant id. Le nombre des neurones de la couche cachée peut être choisi en réalisant plusieurs tests d'apprentissage, pour notre cas nous avons utilisé 10 neurones avec la fonction sigmoïde. L'apprentissage de ce réseau est réalisé avec l'algorithme de retro-propagation Levenberg-Marquardt en utilisant plusieurs exemples d'apprentissage hors ligne (off-line) obtenus par simulation. Cette méthode est recommandée dans le cas où la fonction performance "Mean square error" est utilisée. Les neurones de la couche de sortie utilisent la fonction linéaire.

Le schéma général de la compensation par un FAPH utilisant une régulation neuronale est illustrée sur la Figure III.19 et le bloc de la régulation neuronale qui sert à réguler la tension continue est montré sur la Figure III.20, tandis que la structure interne du réseau neuronale est montrée sur la Figure III.21.

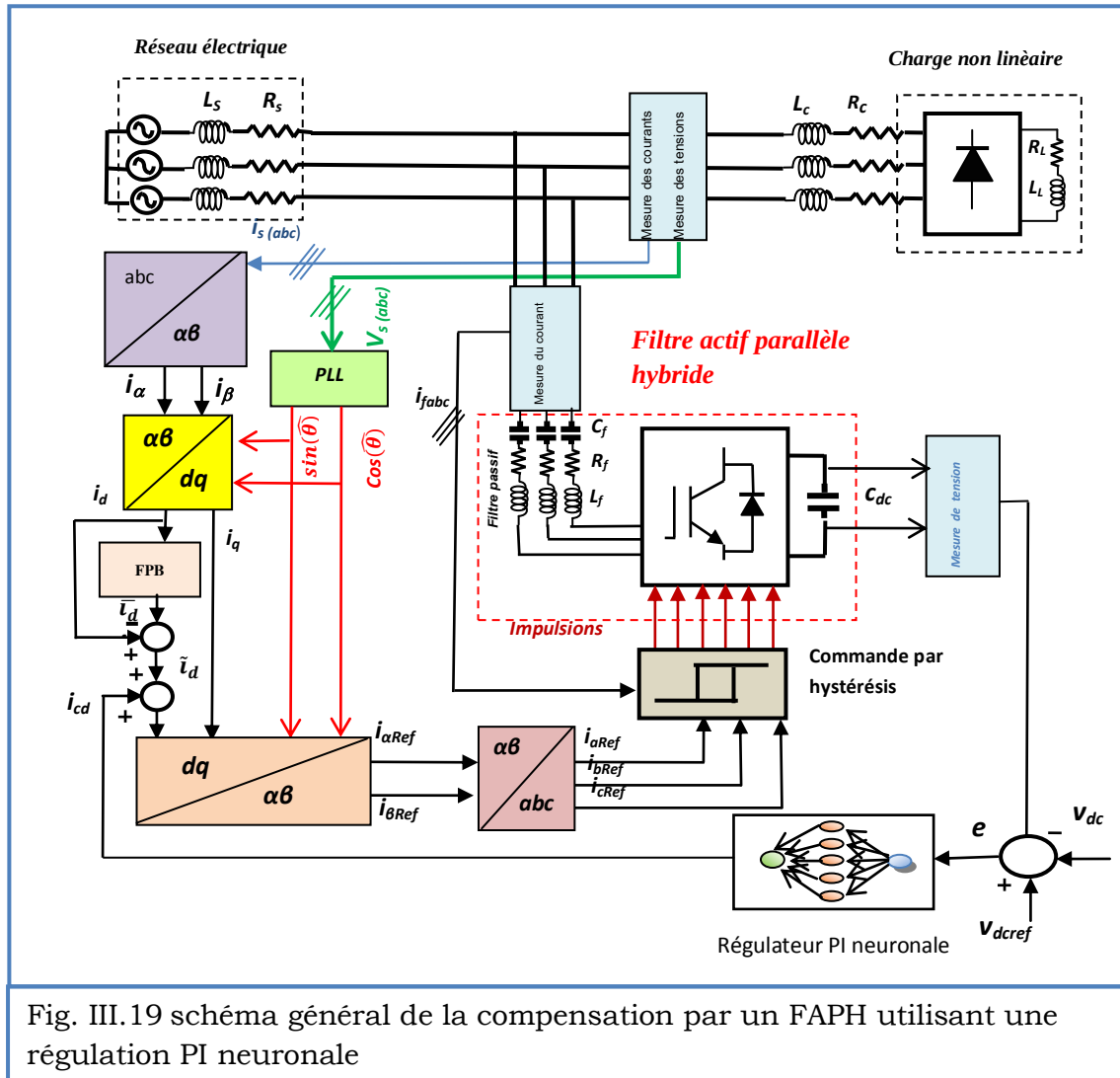


Fig. III.19 schéma général de la compensation par un FAPH utilisant une régulation PI neuronale

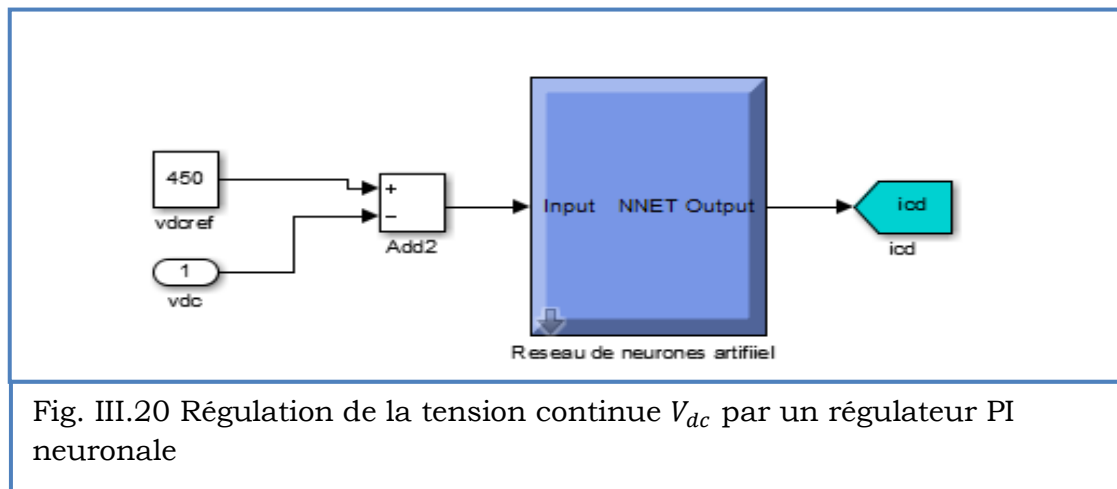
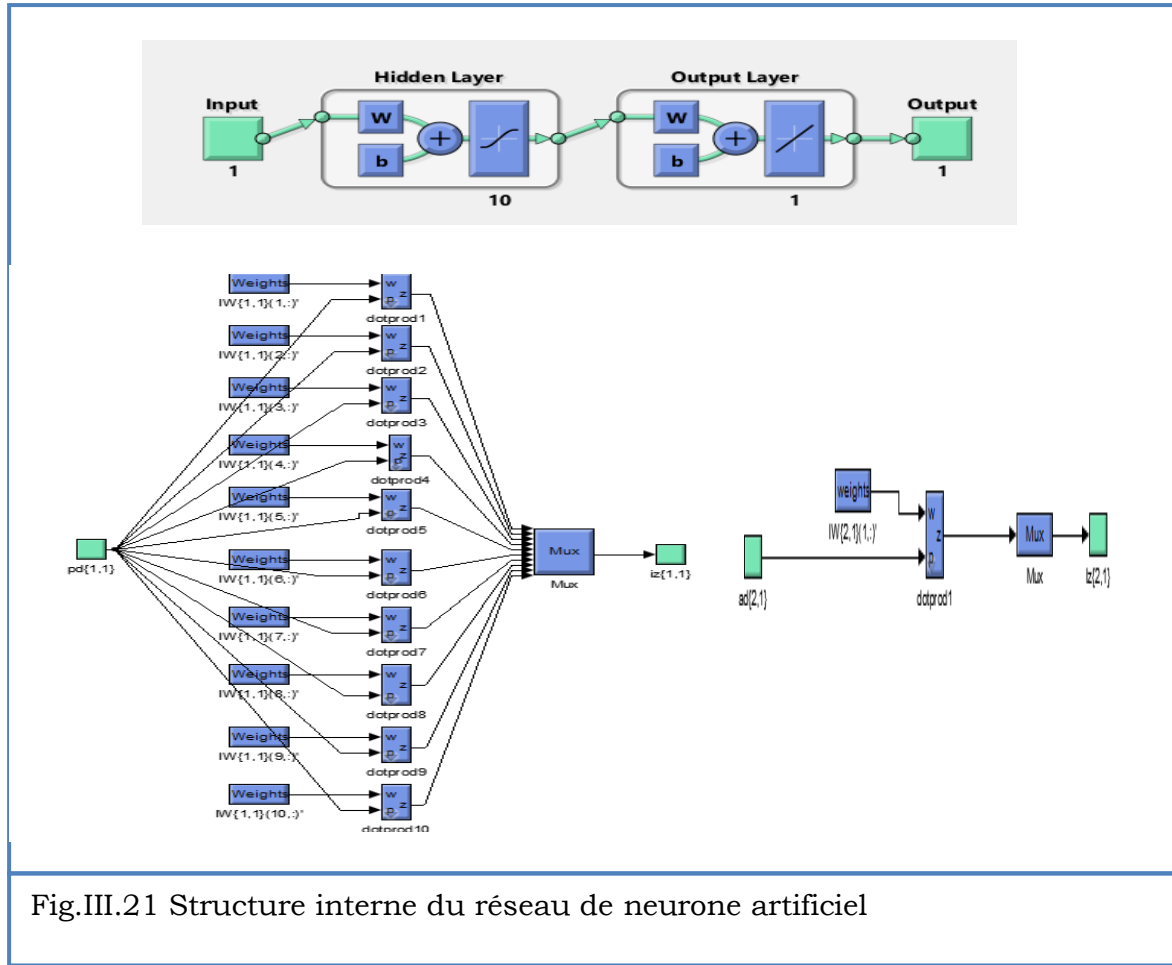


Fig. III.20 Régulation de la tension continue  $V_{dc}$  par un régulateur PI neuronale



### III.6 Résultat de simulation pour la Régulation Flou

La simulation est effectuée pour les mêmes paramètres du FAPH qui sont rassemblés dans le Tableau II.2. L'implantation du régulateur flou est réalisée par le *Fuzzy Inference System Editor* de l'environnement Matlab/Fuzzy Logic Toolbox.

#### III.6.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPH

Etant donné que les paramètres de simulation sont les mêmes, le courant de la charge non linéaire avant la connexion du filtre actif hybride est celui représentée par la Figure II.19-a ou il est clair que ce courant est riche en harmonique et présente un taux de distorsion de 27.77%.

#### III.6.2 Analyse du système après la mise en service du FAPH

Les résultats de simulation, en utilisant une régulation floue, sont donnés par la Figure III.22. Cette Figure représente respectivement les formes d'ondes de la tension du réseau  $V_{sabc}$  (v), du courant de la charge polluante  $i_{cabc}$  (A), du courant du réseau  $i_{sabc}$  (A), du courant du filtre  $i_f$  (A) et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  (v).

Après la mise en service du FAPH, le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.77% à 2.97% comme il est illustré sur la Figure III.23.a où est représenté le courant de la source et son spectre harmonique. La Figure II.23.b représente la tension de la source et son spectre harmonique et la Figure III.23.c le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.

Afin d'évaluer l'efficacité de notre méthode de commande employée, nous comparons nos résultats avec ceux obtenues avec la régulation utilisant un régulateur PI conventionnel. Les performances sont évaluées grâce au *THD* côté source.

On remarque que la compensation par l'approche floue est toujours plus efficace qu'une compensation par l'approche classique. Le *THD* mesuré est de 2.79 % grâce à cette approche au lieu de 3.16 % avec l'approche classique.

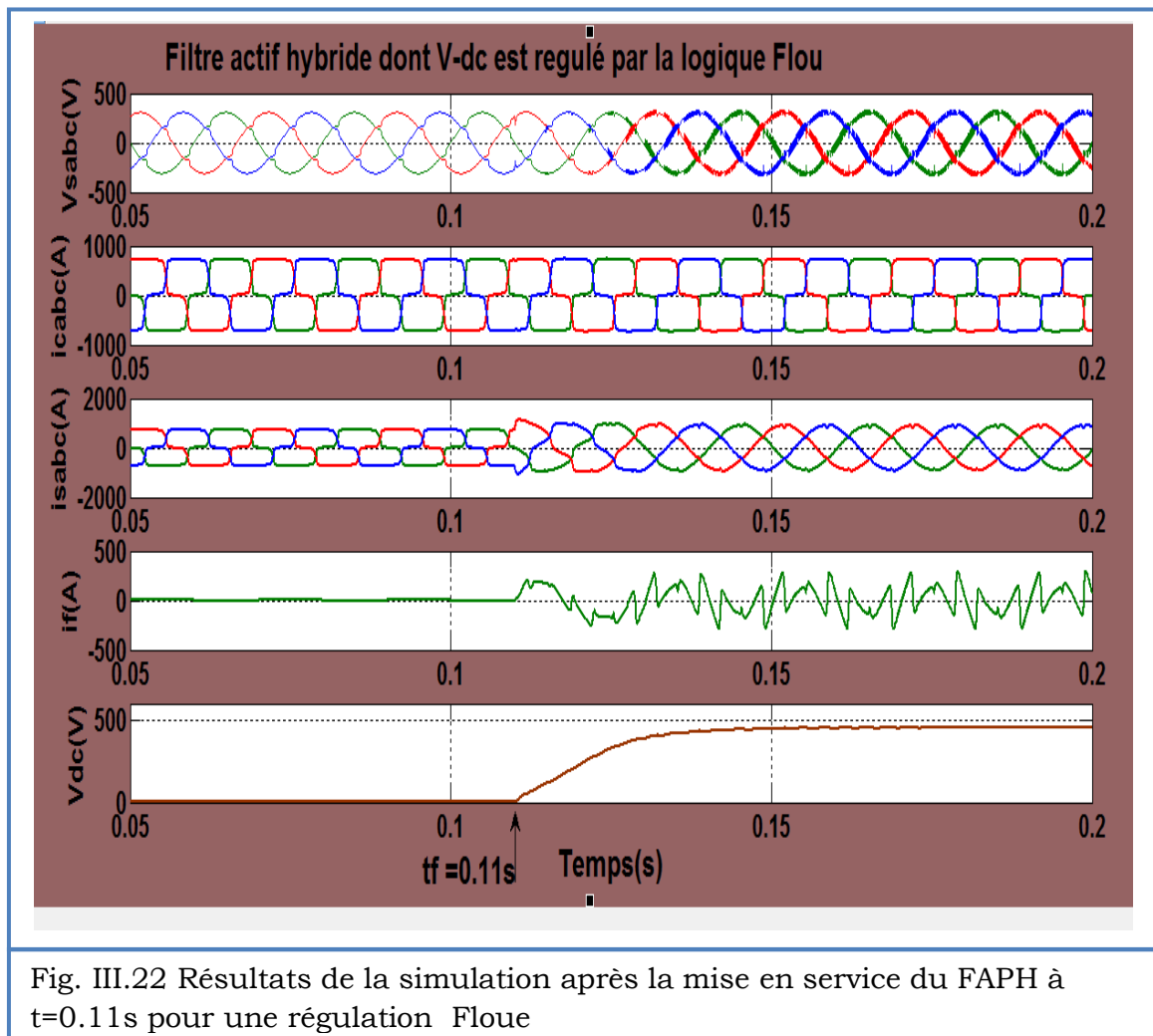


Fig. III.22 Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH à  $t = 0.11\text{ s}$  pour une régulation Floue

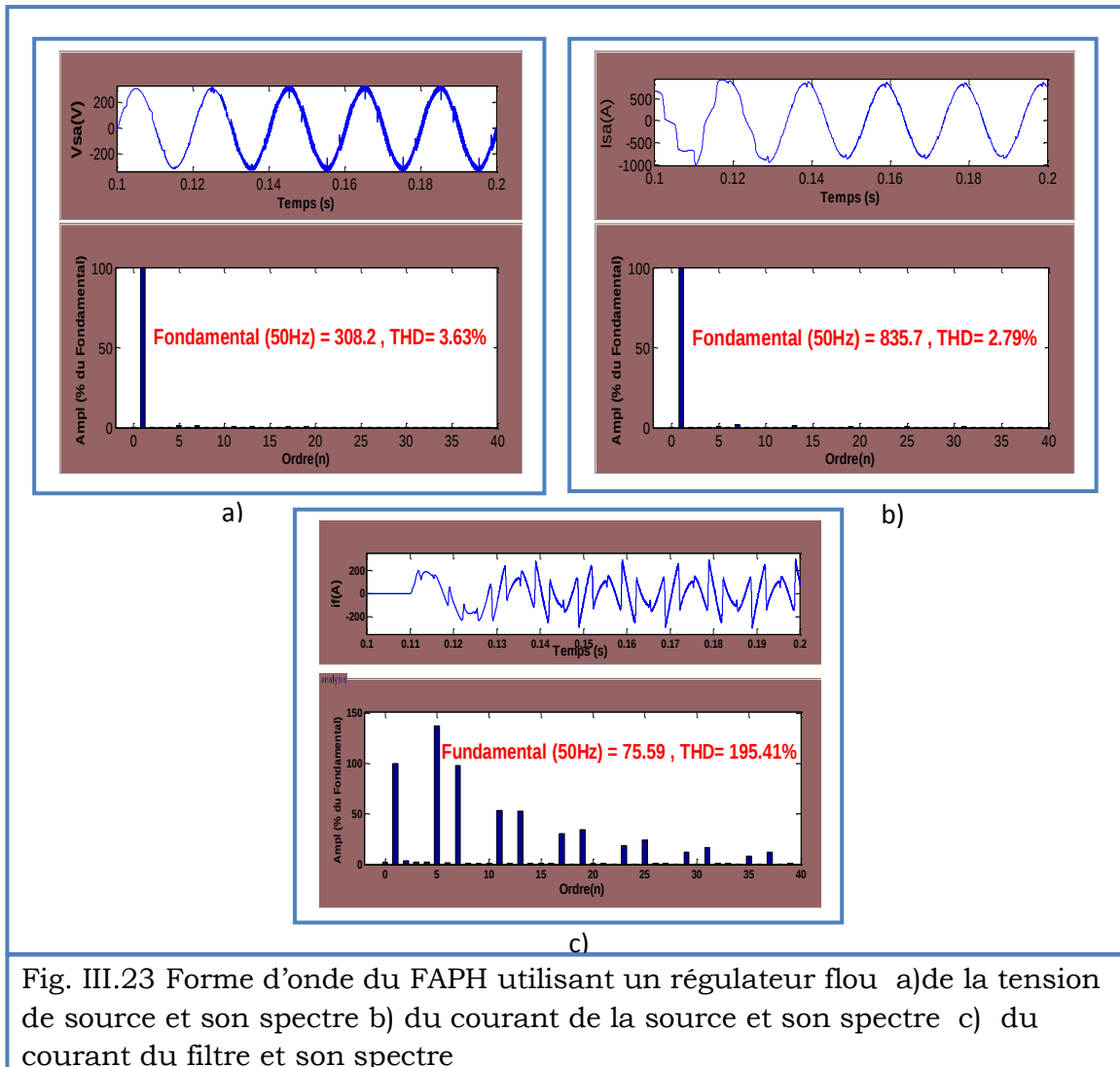


Fig. III.23 Forme d'onde du FAPH utilisant un régulateur flou a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la source et son spectre c) du courant du filtre et son spectre

### III.7 Résultat de simulation pour la régulation PI-neuronale

De même que pour la régulation floue, la simulation est effectuée pour les mêmes paramètres du FAPH qui sont rassemblés dans le Tableau II.2. L'implantation du régulateur PI-neuronale est réalisée par le Toolbox/neural network/neural network Tool.

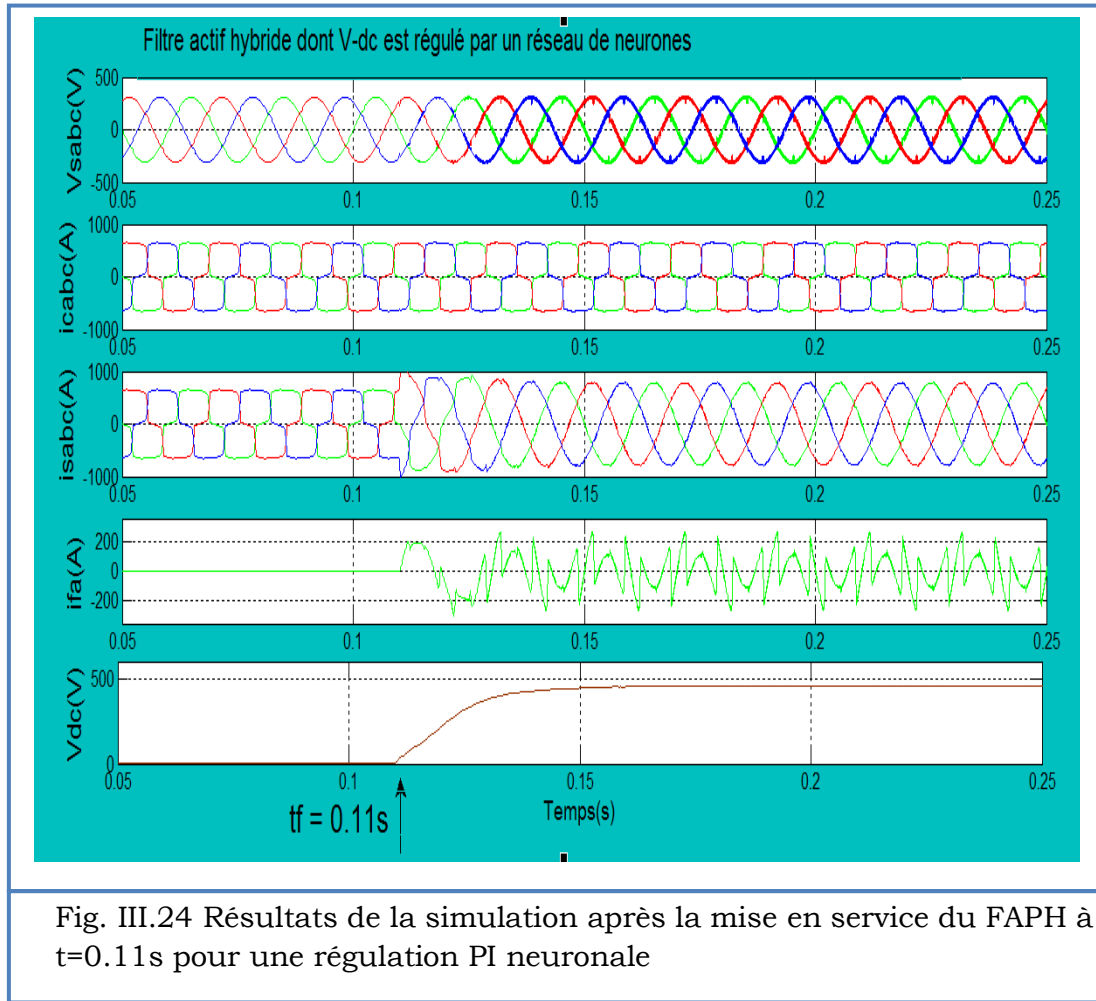
#### III.7.1 Analyse du système avant la mise en service du FAPH

Avant la connexion du FAHP, Le courant de source présente un taux de distorsion de 27.77%.

#### III.7.2 Analyse du système après la mise en service du FAPH

Les résultats de simulation, en utilisant un régulateur PI-neuronale, sont donnés par la Figure III.24.

Cette Figure représente respectivement les formes d'ondes de la tension du réseau  $V_{sabc}$  (v), du courant de la charge polluante  $i_{cabc}$  (A), du courant du réseau  $i_{sabc}$  (A), du courant du filtre  $i_f$  (A) et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  (v).



Après la mise en service du FAPH utilisant une régulation PI neuronale, le taux de distorsion harmonique est réduit de 27.77% à 1.74% comme il est illustré sur la Figure III.25.a où est représenté le courant de la source et son spectre harmonique. La Figure II.25.b représente la tension de la source et son spectre harmonique et la Figure III.25.c le courant du filtre  $i_f$  et son spectre harmonique.

Afin d'évaluer l'efficacité de notre méthode de régulation employée, nous comparons nos résultats avec ceux obtenues avec la régulation utilisant un régulateur PI conventionnel. Les performances sont évaluées grâce au *THD* côté source. Le *THD* mesuré est de 1.74 % grâce à cette approche au lieu de 3.16 % avec l'approche classique.

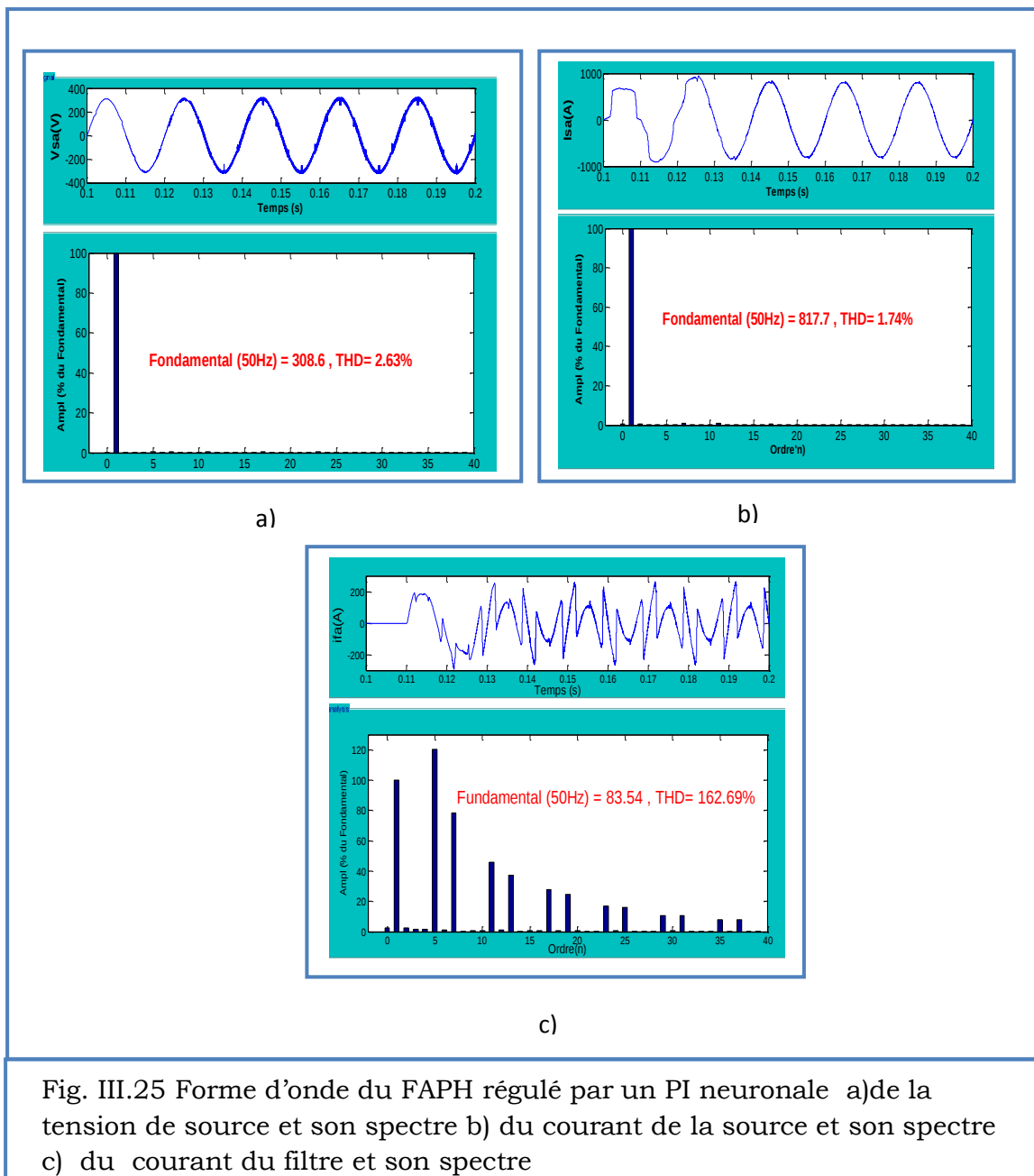


Fig. III.25 Forme d'onde du FAPH régulé par un PI neuronale a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la source et son spectre c) du courant du filtre et son spectre

### III.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application de deux techniques intelligentes au filtrage actif parallèle hybride en vue d'améliorer ses performances. En premier, nous avons donné un aperçu global sur ces deux techniques qui sont la logique floue et les réseaux de neurones artificiels, puis nous avons montré comment appliquer ces techniques pour le filtrage actif parallèle hybride.

La logique floue et la théorie des réseaux de neurones artificiels ont été appliquées pour la régulation de la tension continue.

Afin de vérifier les performances de ces deux techniques, une comparaison des résultats de simulation du FAPH pour les trois types de régulations : classique, Floue et neuronale ont été faits.

Les résultats de simulation montrent que les deux modèles du FAPH à base d'un régulateur flou et neuronale donnent des résultats satisfaisant en matière de réduction du THDi. On remarque que le régulateur PI neuronale est meilleur que le régulateur Flou.

Afin d'améliorer encore Les performances du FAPH, une nouvelle technique intelligente nommée optimisation par essais de particule (PSO) sera appliquée au FAPH dans le prochain chapitre, dans le but d'avoir les meilleurs valeurs des gains  $K_p$  et  $K_i$  de deux régulateurs PI, qui assurent une meilleur régulation de la tension continue et une meilleure valeur de l'angle de phase de la PLL, ainsi on aura une compensation plus efficace et une performance meilleur du FAPH.

# Chapitre IV

Optimisation des Gains des  
régulateurs PI par la Technique PSO

## IV.1 Introduction

Les coefficients des régulateurs classiques PI calculés manuellement ou par les méthodes classiques comme la méthode de Ziegler-Nichols ne donnent pas de bons résultats pour la régulation de la tension du bus continue  $V_{dc}$  et pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL. Afin d'obtenir de meilleures performances pour la régulation on a recours à l'optimisation de ces gains du régulateur PI.

L'optimisation par essaims de particules soit en anglais « Particle Swarm Optimisation » (PSO), est une méthode d'optimisation récente qui a été inventé par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [99], lorsqu'ils étaient en train de développer des simulations informatiques concernant le comportement des groupes d'oiseaux à la recherche de la nourriture, et ils réalisèrent par la suite que leur algorithme marchait très bien pour des problèmes d'optimisation.

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord le principe de fonctionnement de la technique PSO, et son application pour la détermination des gains optimaux  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs PI. Le premier régulateur PI est utilisé pour la régulation de la tension continue et le deuxième est utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL. Par la suite nous testerons l'efficacité de cet algorithme par des validations par simulation sous l'environnement Matlab/Simulink du FAPH optimisé sous différentes conditions de la tension de source et pour deux types de charges non linéaires.

## IV.2 Définition de base

Pour de nombreux problèmes, il n'existe pas de solution déterministe qui donne le résultat en un temps raisonnable, et ceci malgré la création d'ordinateurs de plus en plus performants. Pour pallier à ce problème, on a recours à des méthodes dites heuristiques, c'est-à-dire des méthodes qui fournissent une solution approchée. Toutefois, il faut reproduire le processus sur plusieurs itérations pour tendre vers une solution acceptable. [100]

On retrouve parmi ces heuristiques, certains algorithmes qui possèdent un principe générique adaptable et qui s'applique donc à plusieurs problèmes d'optimisation. On les appelle des méta-heuristiques. La plus courante est la descente stochastique : on part d'une solution initiale, on la compare à tous ses voisins en conservant à chaque fois le meilleur résultat. L'optimisation par essaim particulière, qui dérive de la descente stochastique, entre dans cette famille d'algorithmes. Elle s'inspire fortement des relations grégaires des oiseaux migrateurs qui doivent parcourir des longues distances et qui doivent donc optimiser leurs déplacements en termes d'énergie dépensée, comme par exemple la formation en V.

### IV.2.1 Définition de l'optimisation

La résolution d'un problème d'optimisation consiste à explorer un espace de recherche afin de maximiser (ou minimiser) une fonction objectif.

On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquels les variables de la fonction à optimiser sont soumis à des contraintes qui évoluent dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes. [101]

### IV.2.2 Fonction objectif

Le terme 'fonction objectif' ou 'fonction économique', est utilisé en optimisation pour désigner une fonction qui sert de critère pour déterminer la meilleure solution à un problème d'optimisation. Concrètement, elle associe une valeur à une instance d'un problème d'optimisation. Le but du problème d'optimisation est alors de minimiser ou de maximiser cette fonction jusqu'à l'optimum. En général une fonction objectif peut avoir plusieurs optimums locaux mais un seul optimum global comme le montre la Figure (IV.1)

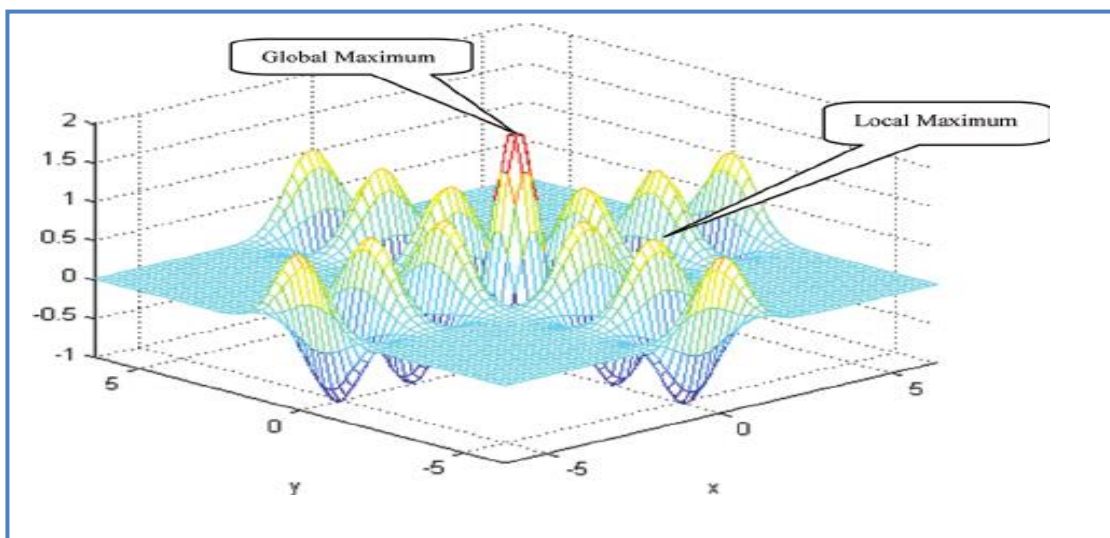
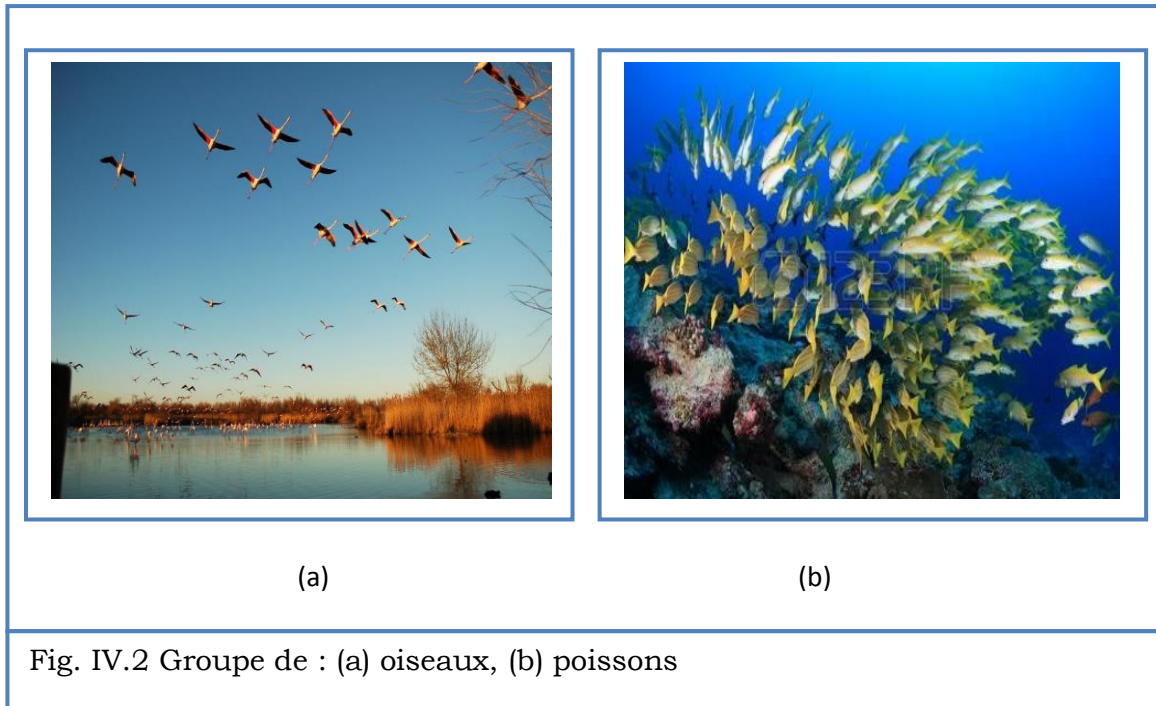


Fig. IV.1 Maximum local et global d'une fonction objectif

## IV.3 Optimisation par essaim de particule (PSO)

### IV.3.1 Principe de la technique PSO

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais, est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Il s'inspire du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les nuées d'oiseaux et les bancs de poissons (Figure IV.2).



Un individu de l'essaim ne dispose que d'une connaissance locale de sa situation dans l'essaim. Il utilise cette information locale, ainsi que sa propre mémoire, pour décider de son déplacement. Des règles simples, telles que « aller dans une même direction » ou « rester proche de ses voisins », suffisent à maintenir la cohésion de l'essaim, et permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs.

Le principe de l'OEP s'est éloigné du comportement (trop complexe) des animaux, pour ne conserver qu'une modélisation basée sur des agents simples, appelés Particules. Chaque particule est considérée comme une solution du problème, où elle possède une position (le vecteur solution) et une vitesse.

De plus, chaque particule possède une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de la meilleure performance atteinte par les particules « voisines » (informatrices) :

Chaque particule dispose en effet d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage.

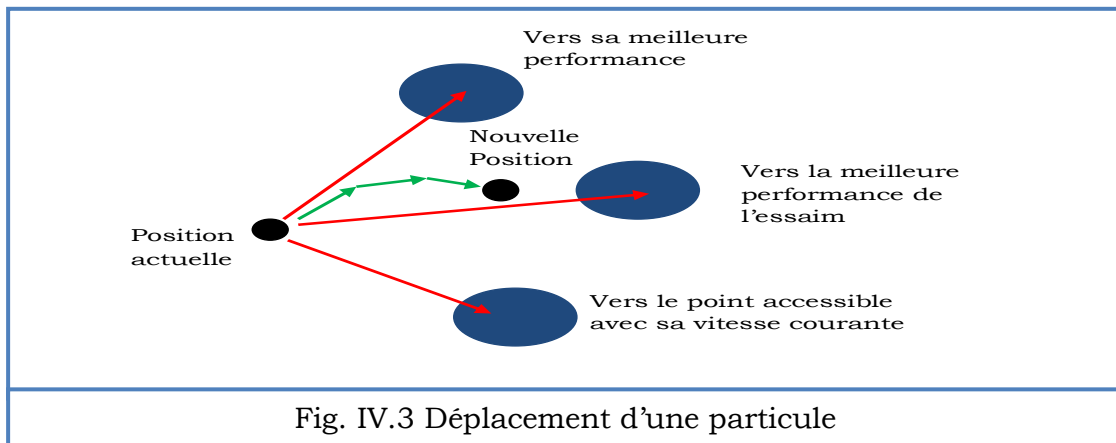
Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, « survole » l'espace de recherche, à la recherche de l'optimum global. . [102], [103].

Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes : [104]

1. Une composante d'inertie : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement ;

2. Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ;
3. Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

La stratégie de déplacement d'une particule est illustrée dans la Figure IV.3.

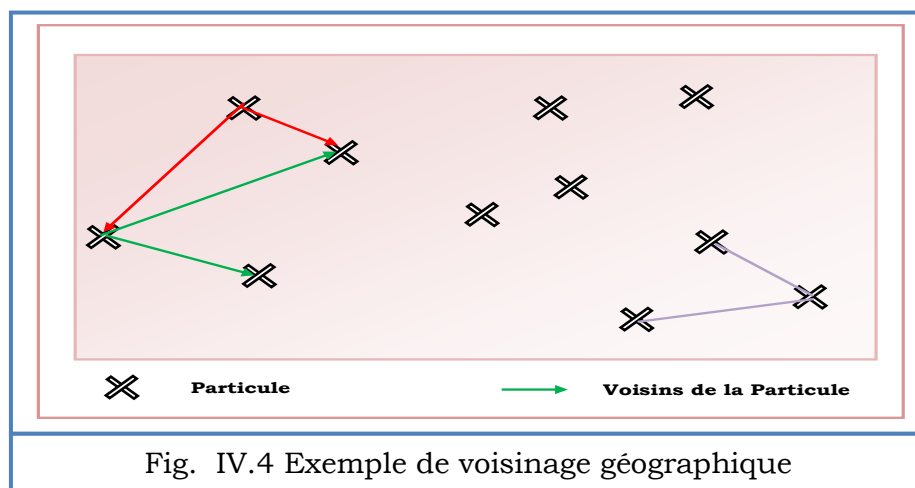


### IV.3.2 Notion de voisinage

Le voisinage d'une particule est le sous-ensemble de particules de l'essaim avec lequel il a une communication directe.

Ce réseau de rapports entre toutes les particules est connu comme la sociométrie, ou la topologie de l'essaim. Il existe deux principaux types de voisinage :

- Les voisinages géographiques : les voisins sont considérés comme les particules les plus proches. Cependant, à chaque itération, les nouveaux voisins doivent être recalculés à partir d'une distance prédéfinie dans l'espace de recherche. C'est donc un voisinage dynamique. Ci-dessous, la Figure IV.4 est un exemple où les voisins d'une particule sont les deux particules qui lui sont les plus proches.



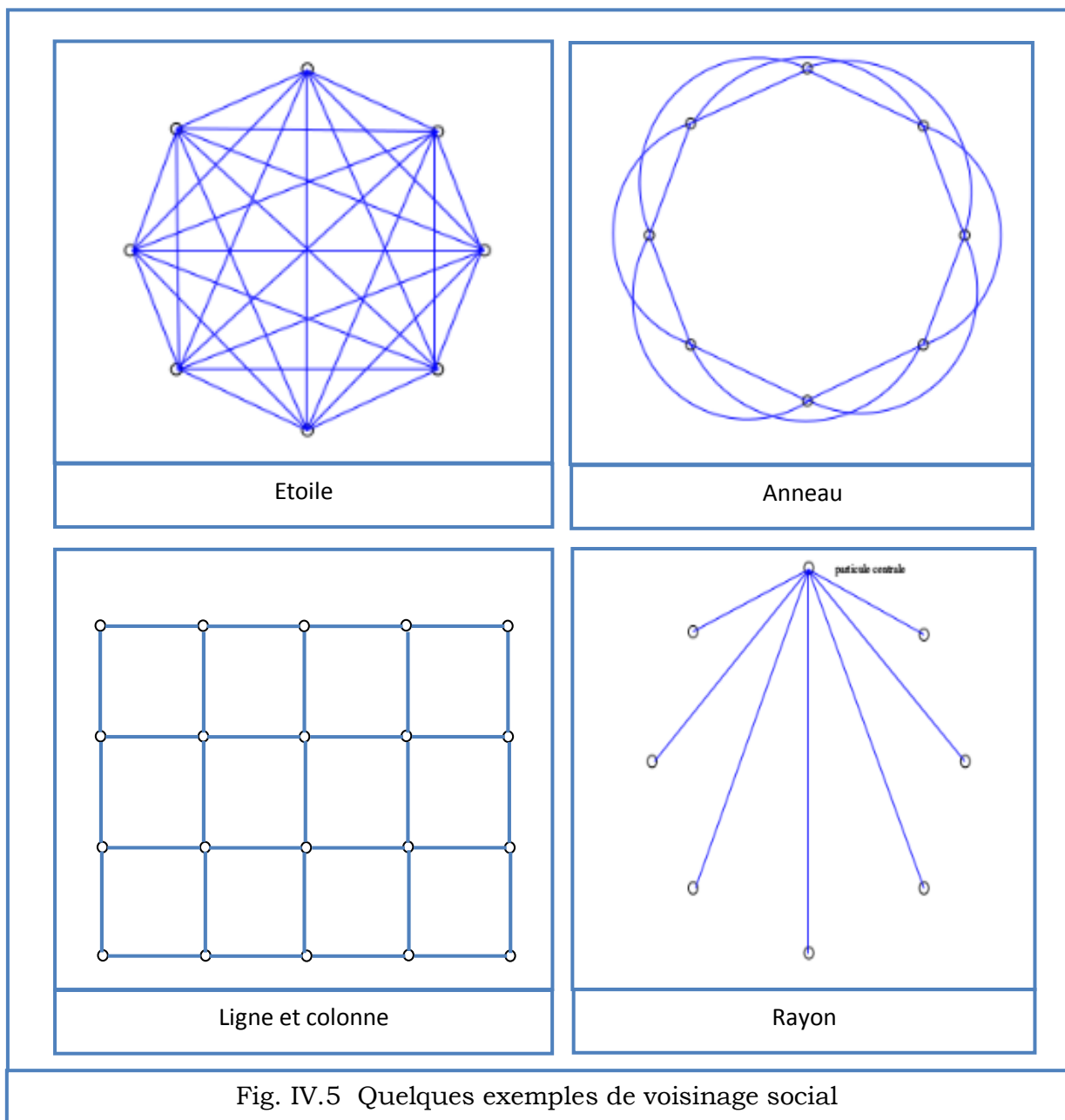
• Les voisinages sociaux : les voisins sont définis à l'initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. C'est le voisinage le plus utilisé, pour plusieurs raisons :

- ✓ Il est plus simple à programmer.
- ✓ Il est moins coûteux en temps de calcul.
- ✓ En cas de convergence, un voisinage social tend à devenir un voisinage géographique.

Pour ce faire, on dispose (virtuellement) les particules en cercle puis, pour la particule étudiée, on inclut progressivement dans ses informatrices, d'abord elle-même, puis les plus proches à sa droite et à sa gauche, jusqu'à atteindre la taille voulue.

On peut aussi choisir les informatrices au hasard.

Il existe différentes structures de voisinages sociaux, la Figure IV.5 illustre quelques exemples de voisinage sociaux.



### IV.3.2 Principe de l'algorithme PSO [101], [105], [106]

Grâce à des règles de déplacement très simples (dans l'espace de solutions), les particules peuvent converger progressivement vers un optimum. Cette méta-heuristique semble cependant mieux fonctionner pour des espaces en variables continues.

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche de dimension  $D$ , chaque particule  $p$  est aléatoirement placée dans la position  $\vec{X}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$  de l'espace de recherche, chaque particule possède également une vitesse  $\vec{V}_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD})$  aléatoire.

Ensuite, à chaque pas de temps :

- ✓ Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance  $\vec{P}_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD})$  la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser),
- ✓ Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères (ses informatrices, dont elle-même) et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance, modifie sa vitesse  $V$  en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.
- ✓ La modification de la vitesse est une simple combinaison linéaire de trois tendances, à savoir sa propre vitesse courante, sa propre expérience et la tendance vers la meilleure performance de son essaim.  
La mise à jour des deux vecteurs : vitesse et position, de chaque particule  $p$  dans l'essaim, est donné par les équations (IV.1) et (IV.2)

$$V(t+1) = w * v(t) + C_1 * Rand_1 * (Pbest(t) - X(t)) + C_2 * Rand_2 * (Gbest(t) - X(t)) \quad (IV.1)$$

Avec :

$X(t)$  : Position de la particule  $P(t)$

$V(t)$  : Vitesse de la particule  $P(t)$

$Pbest(t)$  : Meilleure fitness obtenue pour la particule  $P(t)$

$Gbest(t)$  : Position de la particule  $P(t)$  pour la meilleur fitness

Où  $w$  est en général une constante appelée, coefficient d'inertie,  $C_1$  et  $C_2$  sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération,  $rand_1$   $rand_2$  sont deux nombres aléatoires tirés uniformément de l'intervalle  $[0,1]$  à chaque itération et pour chaque dimension.

❖  $w*V(t)$  correspond à la composante physique du déplacement.

- ❖ Le paramètre  $w$  contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre  $w$  peut être variable.
- ❖  $C_1 * Rand_1 * (Pbest(t) - X(t))$  correspond à la composante cognitive du déplacement.

$C_1$  contrôle du comportement cognitif de particule.

- ❖  $C_2 * Rand_2 * (Gbest(t) - X(t))$  correspond à la composante sociale du déplacement.

$C_2$  Contrôle d'aptitude sociale de particule.

La combinaison des paramètres  $w$ ,  $C_1$  et  $C_2$  permet de régler la balance entre les phases diversification et intensification du processus de recherche.

La position au temps  $t$  de la particule  $i$  est alors définie par l'équation (IV.2).

$$X(t + 1) = X(t) + V(t + 1) \quad (IV.2)$$

Les gammes appropriées de valeur pour  $C_1$  et  $C_2$  sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas.

Le coefficient d'inertie est donné par :

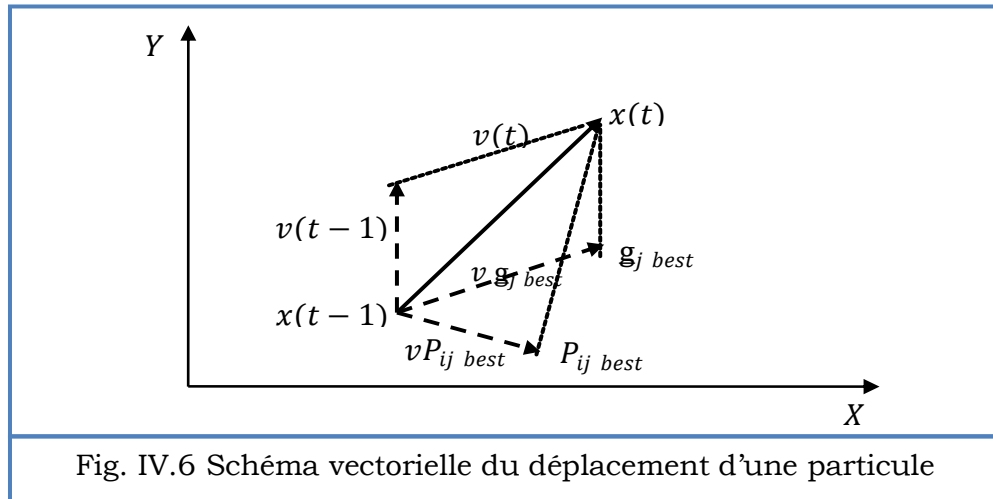
$$w = w_{max} - \left[ \frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right] * k \quad (IV.3)$$

Où  $k_{max}$ ,  $k$  sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante.  $w_{min}$  et  $w_{max}$  sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie  $w$  joue un rôle important dans la procédure de recherche. Il garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de  $w$  de 0.9 à 0.4 au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats. Dans un algorithme de PSO, les particules volent autour d'un espace multidimensionnel de recherche. Pendant le vol, chaque particule ajuste sa position selon sa propre expérience  $P_{ijbest}$ , et selon l'expérience d'une particule voisine  $g_{jbest}$ , servie la meilleure position produite par elle-même et son voisin (Figure IV.6).

A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les équations (IV.1) et (IV.2).

Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les  $\vec{P}_{ibest}$  ainsi que  $\vec{G}_{best}$  sont alors mises à jour. Cette procédure est résumée par l'algorithme IV.1.



Le critère d'arrêt peut être différent suivant le problème posé. Si l'optimum global est connu à priori, on peut définir une erreur acceptable " $\epsilon$ " comme critère d'arrêt. Sinon, il est commun de fixer un nombre maximum d'évaluations de la fonction objectif ou un nombre maximum d'itérations comme critère d'arrêt. Cependant, au regard du problème posé et des exigences de l'utilisateur, d'autres critères d'arrêt peuvent être utilisés.

---

#### Algorithme IV.1 : Algorithme d'optimisation par l'essaim de particules

---

**Initialisation** aléatoire des positions et des vitesses de chaque particule

**Pour** chaque particule  $i$   $\vec{P}_{ibest} = \vec{X}_i$

**Fin Pour**

**Tant que** le critère d'arrêt n'est pas atteint faire

**Pour**  $i = 1$  à  $N$  faire

**Déplacement** de la particule à l'aide de l'équation IV.1 et IV.2

**Evaluation** des positions

**Si**  $f(\vec{X}_i) < f(\vec{P}_{ibest})$

$\vec{P}_{ibest} = \vec{X}_i$

**Fin Si**

**Si**  $f(\vec{P}_{ibest}) < f(\vec{G}_{best})$

$\vec{G}_{best} = \vec{P}_{ibest}$

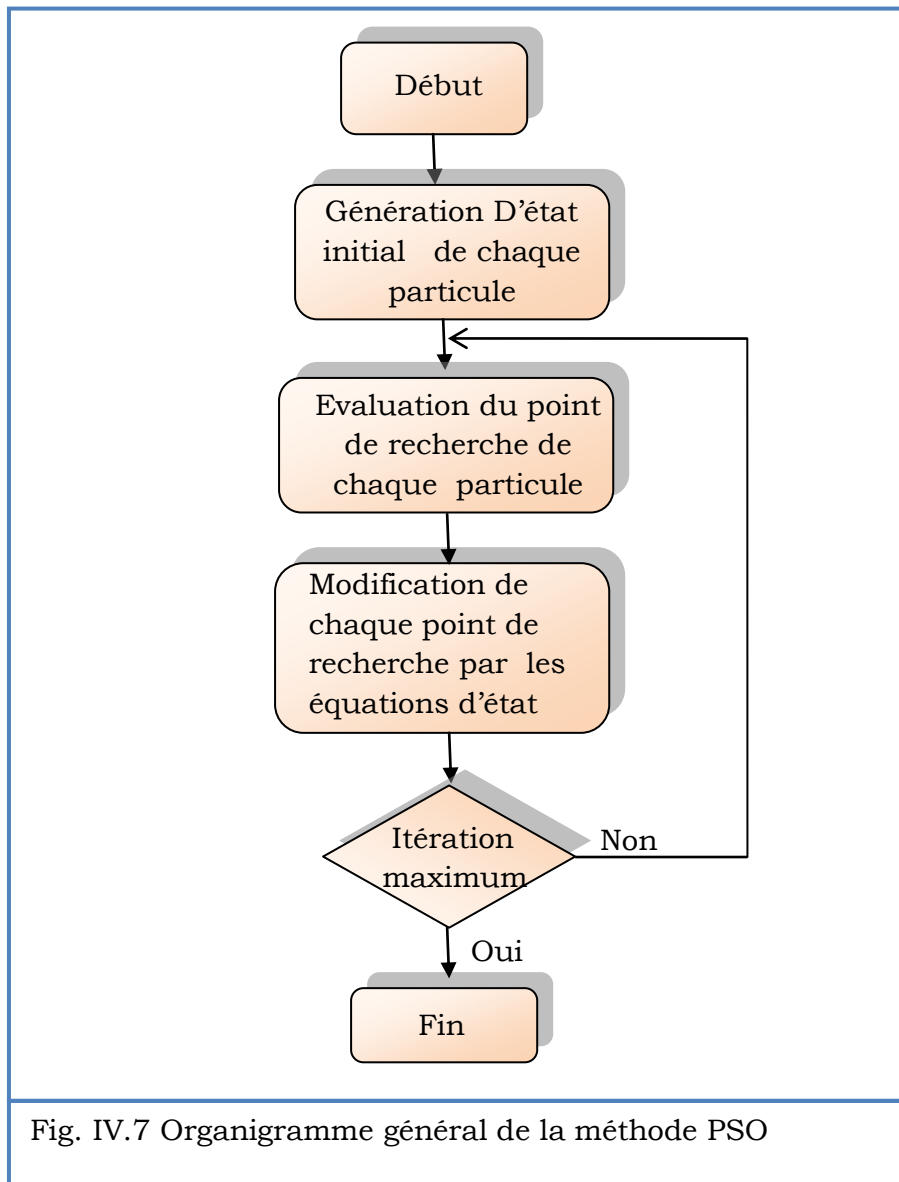
**Fin Si**

**Fin pour**

**Fin Tant que**

---

La figure IV.7 montre l'organigramme général de la méthode PSO



#### IV.4 Optimisation des Régulateur PI en Utilisant la Méthode PSO

Cette partie est consacrée à l'optimisation, par la technique PSO, des gains des régulateurs PI. Le premier régulateur PI est utilisé pour la régulation de la tension du bus continu du FAPH. Le deuxième régulateur PI est utilisé dans la structure de la boucle à verrouillage de phase PLL pour l'asservissement de l'angle de phase.

##### IV.4.1 Indices de Performance d'un Régulateur PI :

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont la fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par l'équation IV.4.

$$G_S(S) = K_P + \frac{K_I}{S} \quad (\text{IV.4})$$

Où :

$K_P$  : Constante de proportionnalité ou gain proportionnel,

$K_I$  : Constante d'intégration ou gain intégral.

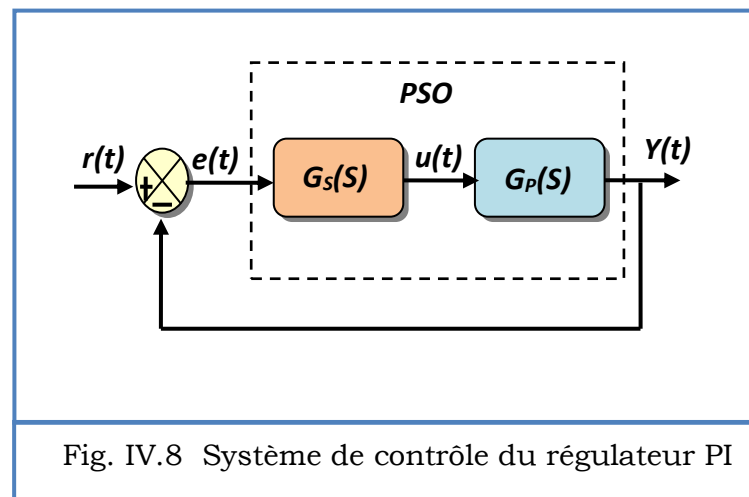
Les critères d'intégrale d'erreur prennent en compte la totalité de la réponse des procédés. Le tableau (IV.1) résume les indices de performances les plus utilisés [107]:

Tableau IV.1 Fonction objectif intégrale commune

| Etiquette | Légende                                                                          | Formule                           |
|-----------|----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------|
| ISE       | Intégrale de l'erreur quadratique<br>(Integral of Squared Error)                 | $f_{ISE} = \int_0^t e^2(t) dt$    |
| IAE       | Intégrale de la valeur absolue de l'erreur<br>Integral of Absolute Error         | $f_{IAE} = \int_0^t  e(t)  dt$    |
| ITSE      | Intégrale de l'erreur quadratique par le temps (Integral of Time Squared Error)  | $f_{ITSE} = \int_0^t t e^2(t) dt$ |
| ITAE      | l'intégral du produit de l'erreur par le temps (Integral of Time Absolute Error) | $f_{ITAE} = \int_0^t t  e(t)  dt$ |

Ici l'erreur  $e(t)$  présente l'erreur entre la consigne (valeur désirée) et la valeur mesurée.

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (\text{IV.5})$$



D'après la Figure IV.8 la sortie du régulateur PI  $u(t)$  est donnée par l'équation (IV.6)

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (IV.6)$$

Pour un système donné, le problème de la conception d'un régulateur PI est d'ajuster les paramètres  $K_p$  et  $K_i$  pour obtenir une performance souhaitée du système considéré. L'amplitude de la réponse transitoire doit être maintenue dans des limites acceptables ou prescrites, pour cette raison, deux indices principaux sont utilisés pour caractériser la performance du système de commande du régulateur PI. Ces indices clés sont l'intégrale de l'erreur par le temps et le dépassement maximal qui sont adoptés pour créer la fonction objectif qui est définie comme: [108]

$$F = f_{os} + f_{ias} \quad (IV.7)$$

$F$  est la fonction objectif,  $f_{os}$  est le dépassement maximum et  $f_{ias}$  est l'intégrale du produit de l'erreur par le temps (ITAE).

Où :

$$f_{os} = y_{max} - y_{as} \quad (IV.8)$$

$y_{max}$  Représente la valeur maximale mesuré et  $y_{as}$  représente la valeur à l'état stable mesurée.

$$f_{ias} = \int_0^{\infty} t |e(t)| \quad (IV.9)$$

L'algorithme PSO est utilisé pour déterminer les paramètres du régulateur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) basé sur l'erreur entre la valeur mesurée et la valeur de consigne, où toutes les particules dans cet algorithme sont décodées en deux dimensions pour  $K_p$  et  $K_i$ .

Pour la mise en œuvre informatique de l'algorithme PSO, nous avons exploité les équations (IV.1) et (IV.2) pour le développement d'un programme sous le Logiciel Matlab qu'on peut le schématiser sous l'organigramme présenté par la Figure IV.9.

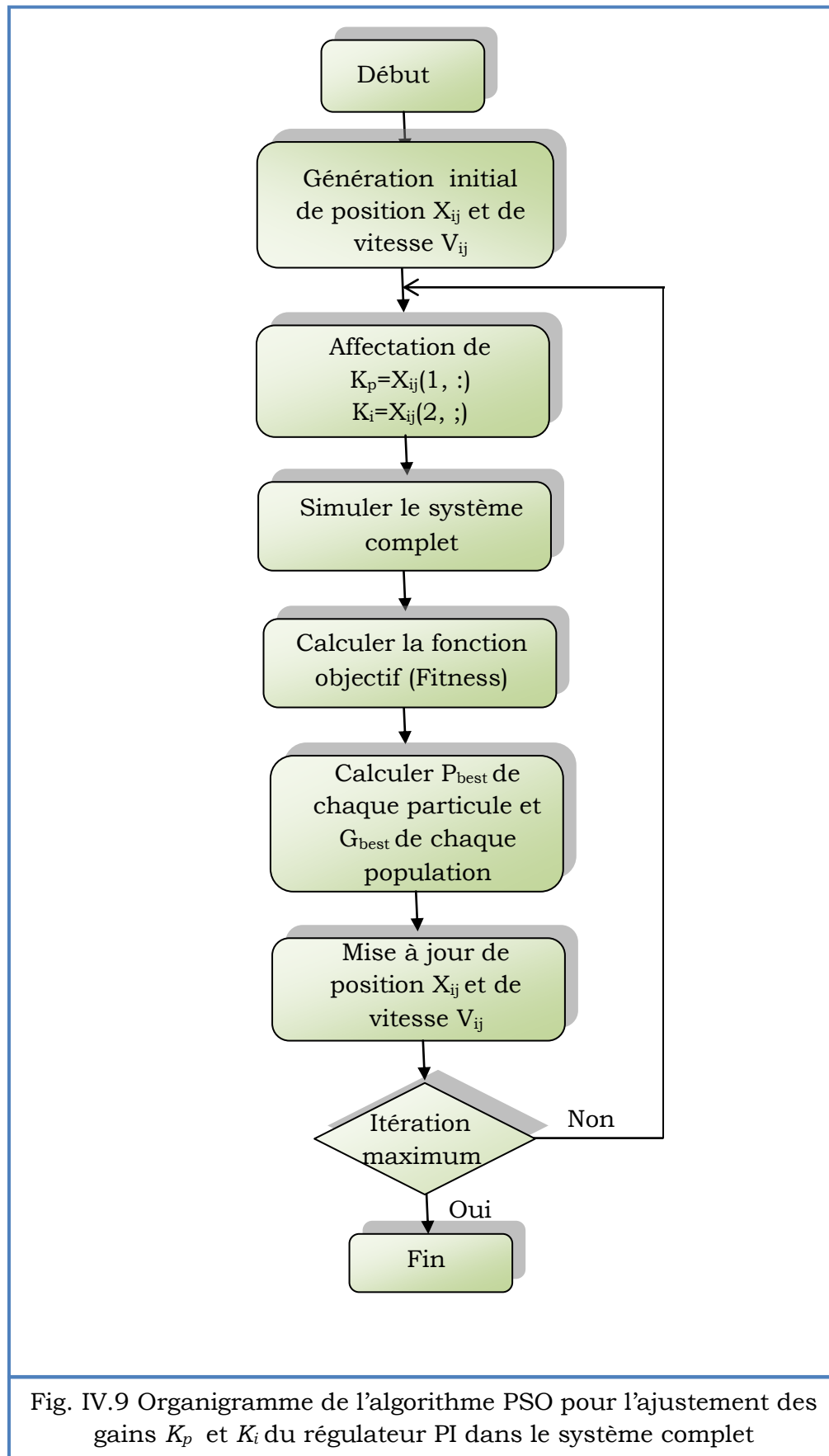


Fig. IV.9 Organigramme de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI dans le système complet

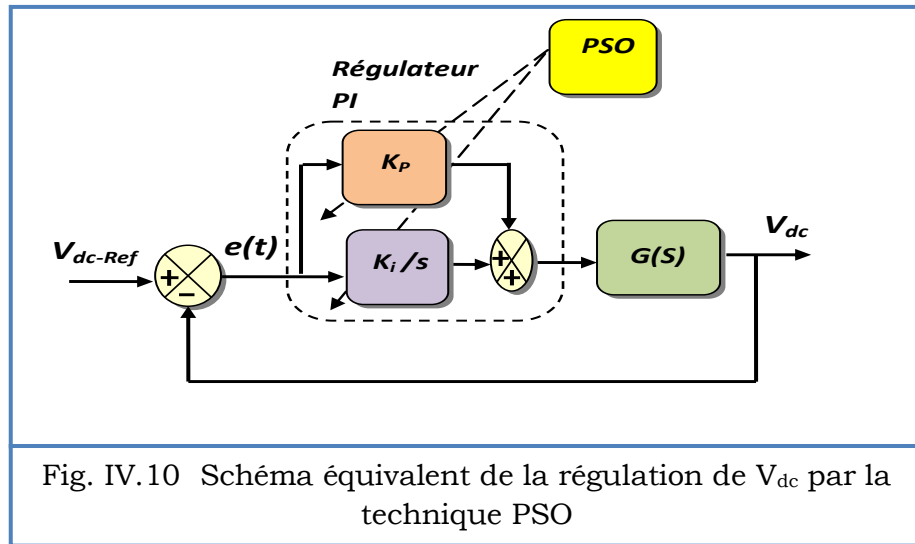
#### IV.4.2 Optimisation du régulateur PI utilisé pour la Régulation de la tension du bus continue :

Pour réguler la tension continue, on veut que la tension continue  $V_{dc}$  mesurée suit exactement sa tension de référence  $V_{dc-Ref}$ . La technique PSO est utilisée dans ce cas pour minimiser l'erreur entre ces deux valeurs (Figure IV.10) ainsi  $e(t)$  est définie par la relation :

$$e(t) = V_{dc-Ref} - V_{dc} \quad (IV.10)$$

Dans ce cas la relation(IV.8) devient :

$$f_{os} = V_{dc-max} - V_{dc-as} \quad (IV.11)$$



#### IV.4.3 Optimisation du régulateur PI utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL

Nous nous intéressons dans cette partie à optimiser les gains du régulateur PI utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase arbitraire à l'angle de phase de référence. Cela est réalisé en choisissant la valeur de  $V_{sd-ref}$  qui satisfait cette condition. La PLL sera verrouillée lorsque l'angle de phase estimé sera égal à l'angle de phase de référence. Dans ce cas l'erreur  $e(t)$  est définie par : (voir Figure IV.11)

$$e(t) = V_{sd-Ref} - V_{sd} \quad (IV.12)$$

Ainsi la relation (IV.8) devient :

$$f_{os} = V_{sd-max} - V_{sd-as} \quad (IV.13)$$

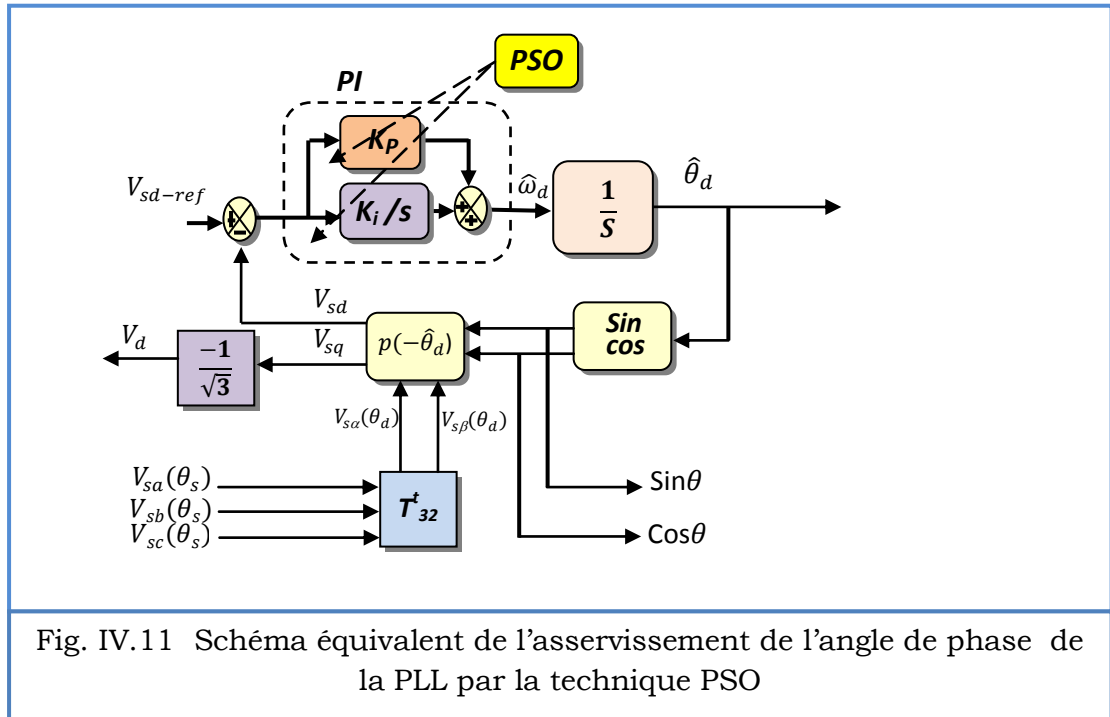


Fig. IV.11 Schéma équivalent de l'asservissement de l'angle de phase de la PLL par la technique PSO

## IV.5 Résultats de simulation

Les paramètres de l'algorithme PSO sont montrés au tableau IV.2

Tableau IV.2 Paramètres de l'algorithme PSO

|                                |     |
|--------------------------------|-----|
| La taille d'essaim             | 15  |
| Le nombre maximal d'itérations | 20  |
| $C_1 = C_2$                    | 2   |
| $w_{max}$                      | 0.9 |
| $w_{min}$                      | 0.4 |

Après plusieurs test on a remarqué que l'augmentation de la taille d'essaim mène à compliquer le calcul avec prolongation dans le temps de calcul et une valeur petite de celle-ci ne donne pas de bons résultats. La valeur de 20 est un bon choix dans notre cas. Pour ce qui est de  $C_1$  et  $C_2$  et  $w_{max}$  et  $w_{min}$  le choix de ces valeurs a été fait en se référant à plusieurs journaux. [109], [110], [111], [112]

Le nombre d'itérations maximal choisi abouti à des résultats satisfaisant.

#### IV.5.1 Optimisation des gains du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension continue pour un pond de diode alimentant une charge R en série avec L.

Après simulation du système global, par la technique PSO pour optimiser le régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension continue, pour une charge R en série avec L, on a obtenu les résultats suivants :

La fonction objectif diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur minimale  $F=632.8$  au cours de la 19<sup>ème</sup> itérations (Figure IV.12), et les gains optimaux équivalents à cette fonction objectif sont  $K_p = 0.02$  et  $K_i = 1.4$ .

La variation des gains  $K_p$  et  $K_i$  au cours des itérations est représentée par la Figure IV.13

Où les limites de l'espace de recherche de PSO sont :

- Limite supérieure de l'espace de recherche égale à 1.5;
- Limite inférieure de l'espace de recherche égale à 0.01;

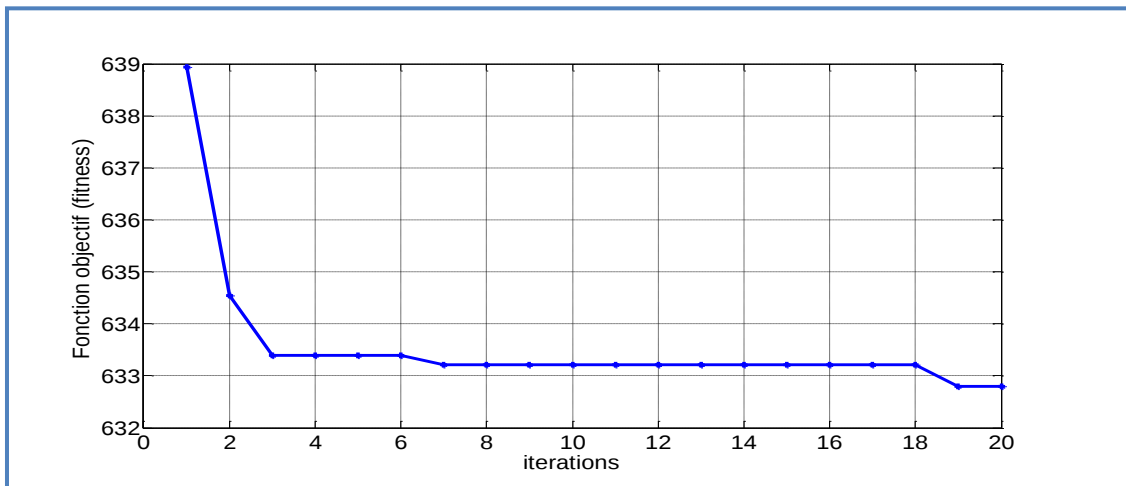


Fig. IV.12 Les variation de la fonction objectif pour la régulation de la tension continue pour une charge R en série avec L

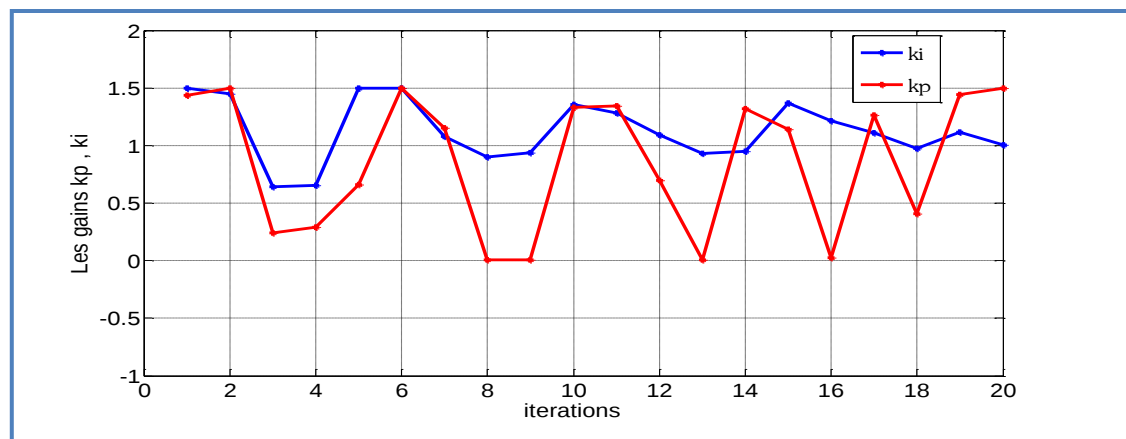


Fig. IV.13 Les variations des gains  $K_p$  et  $K_i$  pour la régulation de la tension continue pour une charge R en série avec L

#### IV.5.2 Optimisation des gains du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension continue pour un pond de diode alimentant une charge R en parallèle avec C.

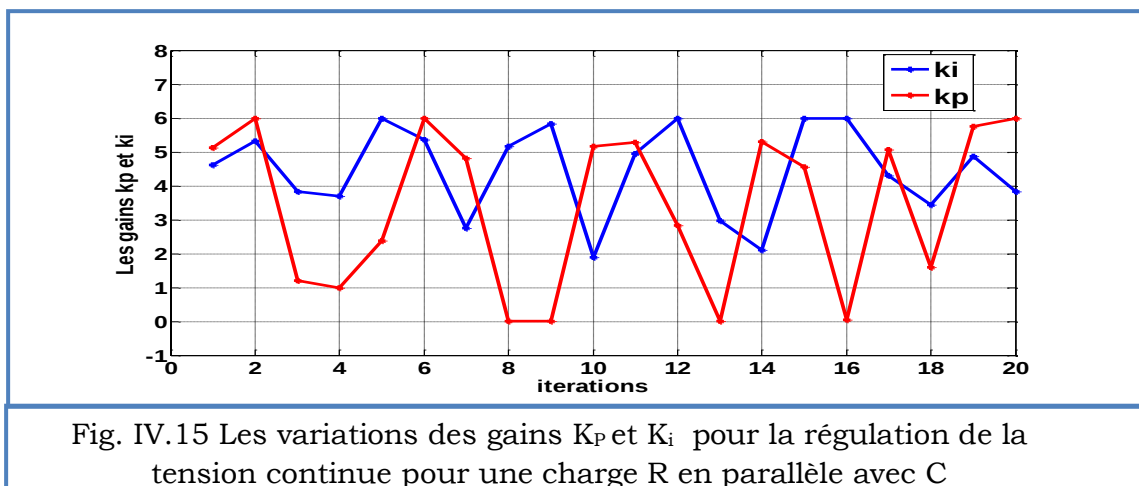
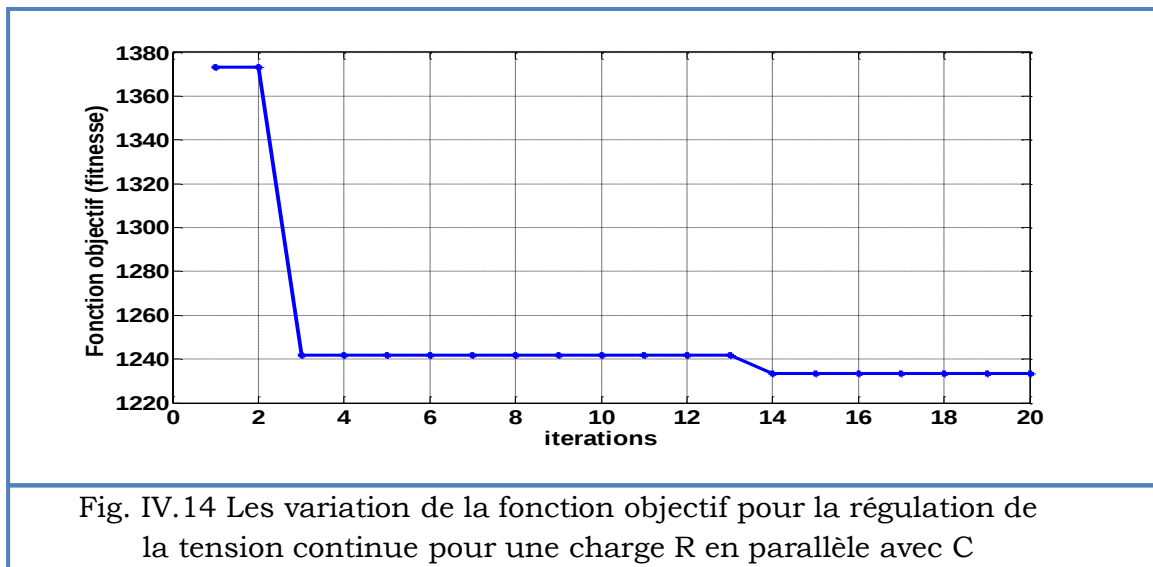
Après simulation du système global, par la technique PSO pour optimiser le régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension continue, pour une charge R en parallèle avec C on a obtenu les résultats suivants :

La fonction objectif diminue jusqu' à ce qu'elle atteint sa valeur minimale  $F=1235$  au cours de la 14<sup>eme</sup> itérations (Figure IV.14), et les gains optimaux équivalents à cette fonction objectif sont  $K_p = 0.005$  et  $K_i = 5.338$ .

La variation des gains  $K_p$  et  $K_i$  au cours des itérations est représentée par la Figure IV.15

Où les limites de l'espace de recherche de PSO sont :

- Limite supérieure de l'espace de recherche égale à 6;
- Limite inférieure de l'espace de recherche égale à 0.001;



### IV.5.3 Optimisation des gains du régulateur PI utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL

Après simulation du système global, par la technique PSO, pour optimiser le régulateur PI utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL que ce soit pour le pont de diode alimentant une charge R en série avec L ou la charge R en parallèle avec C, on a obtenu les résultats suivants :

La fonction objectif diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur minimale  $F=0.78 \times 10^5$  au cours de la 2<sup>ème</sup> itération (Figure IV.16), et les gains optimaux équivalents à cette fonction objectif sont  $K_p = 73$  et  $K_i = 1500$ .

La variation des gains  $K_p$  et  $K_i$  au cours des itérations est représentée par la Figure IV.17

Où les limites de l'espace de recherche de PSO sont :

- Limite supérieure de l'espace de recherche égale à 1500;
- Limite inférieure de l'espace de recherche égale à 60;

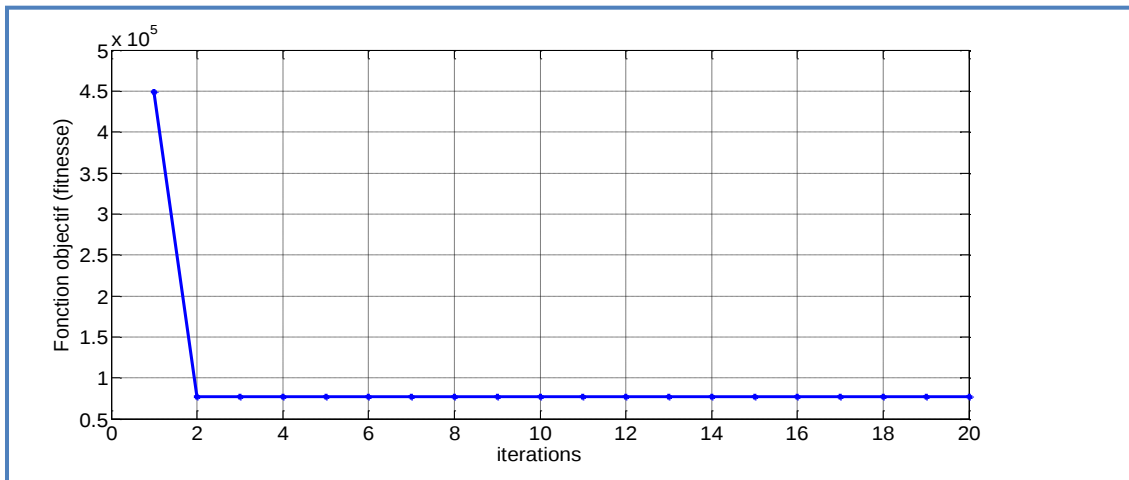


Fig. IV.16 Les variations de la fonction objectif pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL

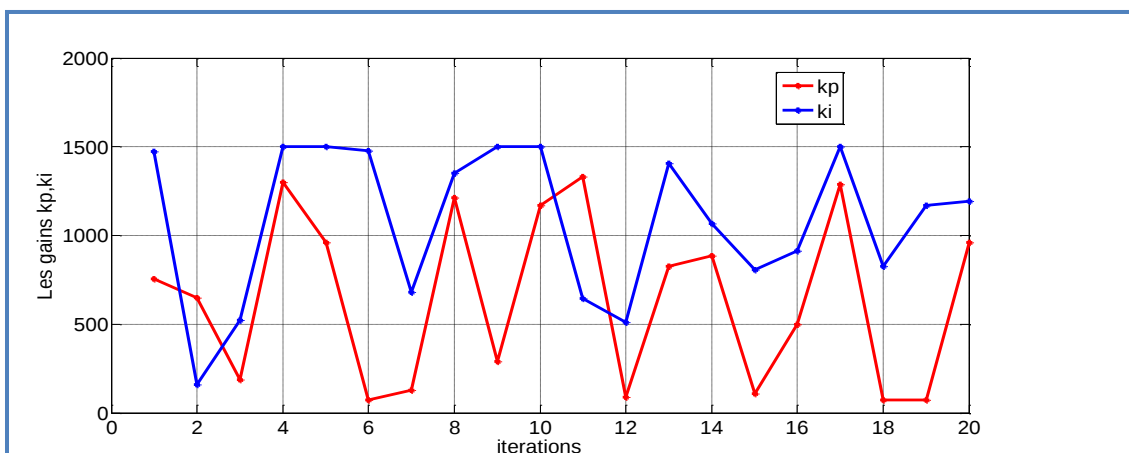


Fig IV.17 Les variations des gains  $K_p$  et  $K_i$  pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL

Pour prouver l'efficacité de la technique PSO nous allons faire une comparaison par simulation sous Matlab/simulink entre le filtre actif hybride à optimiser par la technique PSO et celui qui n'a pas été optimisé.

La simulation est effectuée pour les mêmes paramètres du filtre actif hybride qui sont rassemblés dans le Tableau II.2.

#### IV.5.4 Analyse du comportement du Filtre actif hybride optimisé par la technique PSO pour différents cas

Pour prouver l'efficacité de l'optimisation, nous allons comparer par des simulations les résultats obtenus pour le filtre actif hybride non optimisé et celui optimisé par la technique PSO et cela pour différents cas possibles.

##### IV.5.4.1 Tensions de source sinusoïdales équilibrées (Cas A)

En premier lieu, nous allons voir le comportement du filtre actif hybride optimisé vis-à-vis des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées de valeur efficace  $E_s = 220$  V. Les Figures IV.18 et IV.21 présentent respectivement les résultats de simulations obtenus lorsque les tensions de source sont triphasées équilibrées et ne contiennent pas d'harmonique pour le filtre actif hybride non optimisé et celui optimisé. Les spectres harmoniques du courant de charge, de la tension de source, du courant de source et du courant du filtre avant et après filtrage sont présentés sur les figures IV.19 et IV.22 pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Les figures IV.20 et IV.23 présentent les formes d'ondes du courant de la source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence et cela pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Le Tableau IV.3 présente la synthèse des résultats des différentes simulations obtenus pour les deux filtres actifs hybride optimisé et non optimisé.

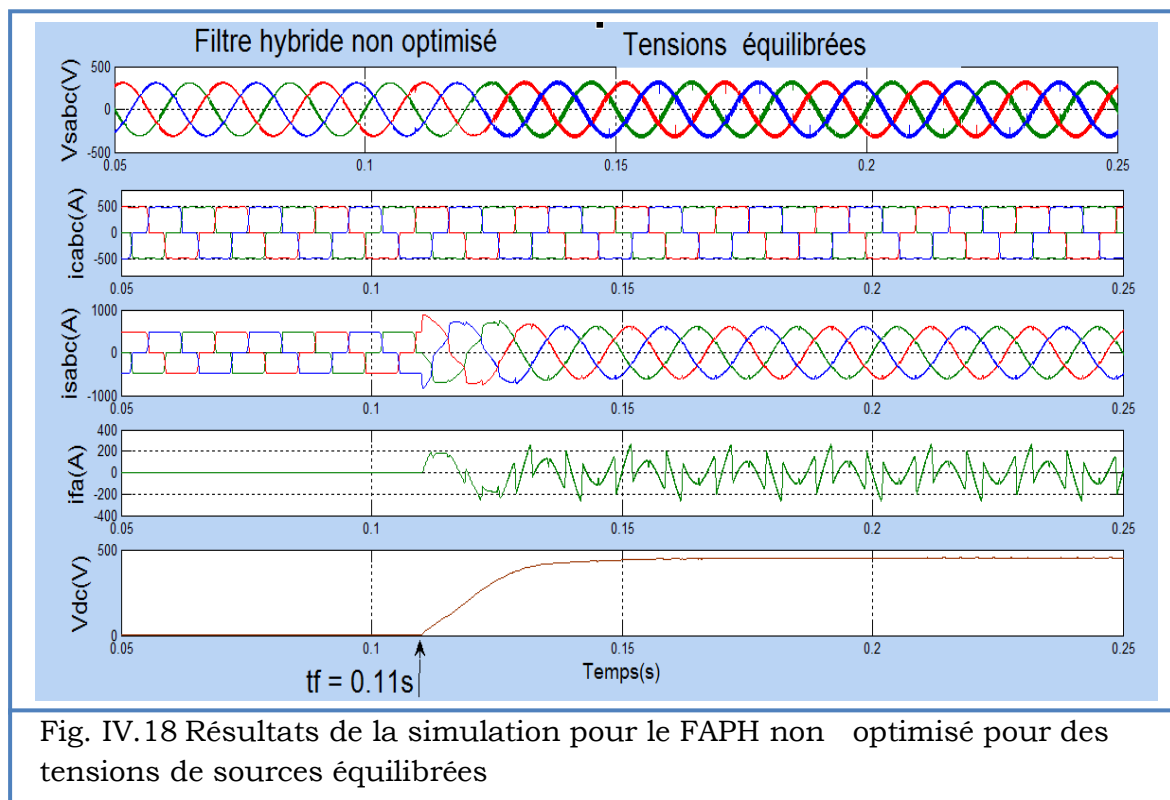


Tableau IV.3  
Résultats de simulation du FAHP (cas A)

| Phase | Tension de source | Courants de charge | Courants de charge |               |
|-------|-------------------|--------------------|--------------------|---------------|
|       | rms(V)            | THD %              | THD %              | THD %         |
|       |                   |                    | FAHP               | FAHP optimisé |
| a     | 220               | 27.77              | 3.16               | 1.69          |

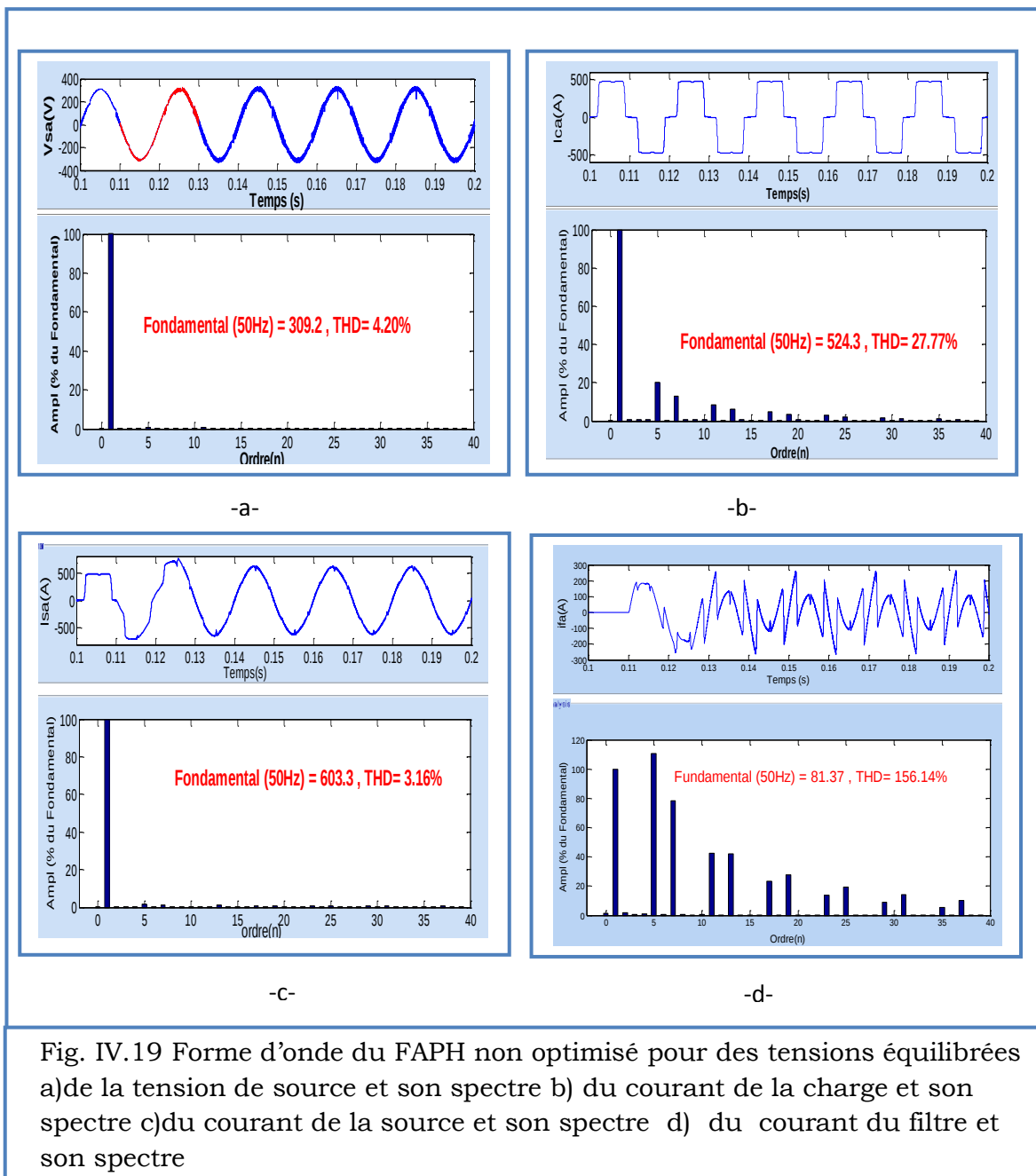


Fig. IV.19 Forme d'onde du FAPH non optimisé pour des tensions équilibrées  
a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la charge et son spectre c) du courant de la source et son spectre d) du courant du filtre et son spectre

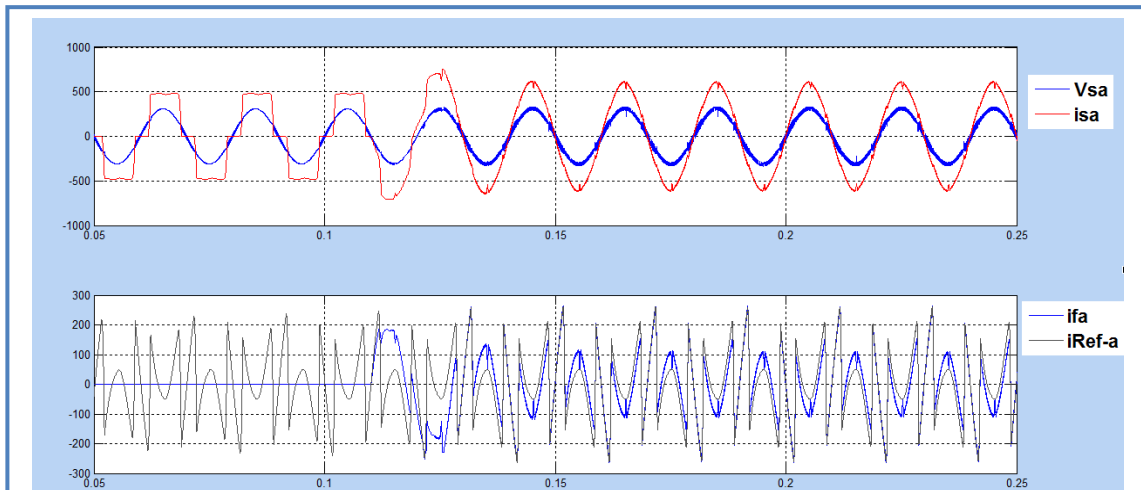


Fig. IV.20 Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions équilibrées

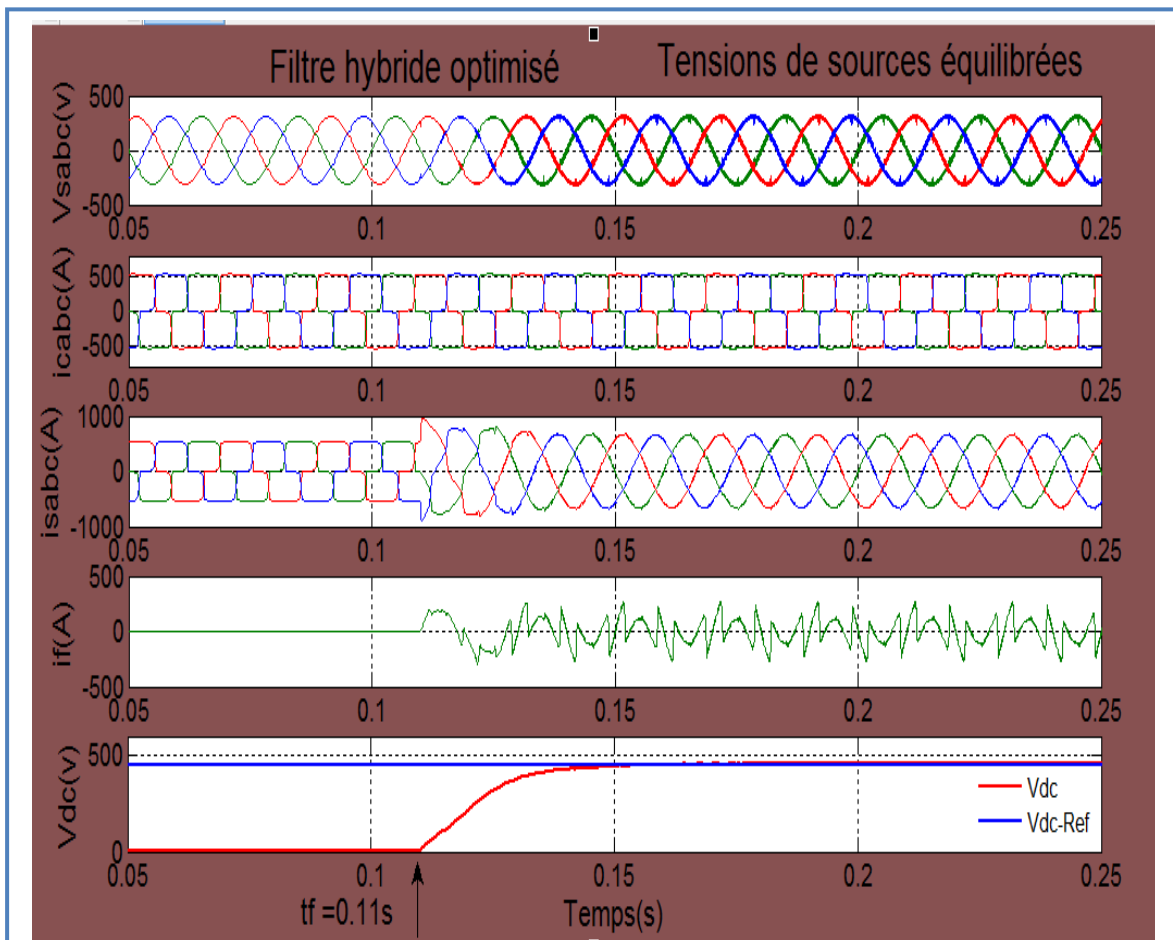
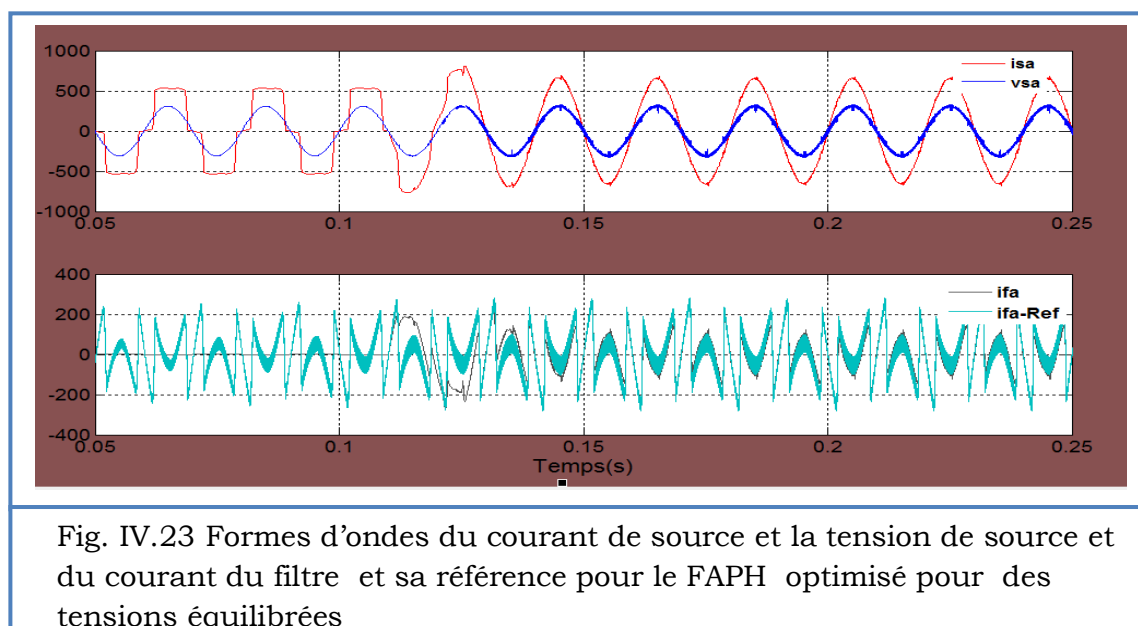
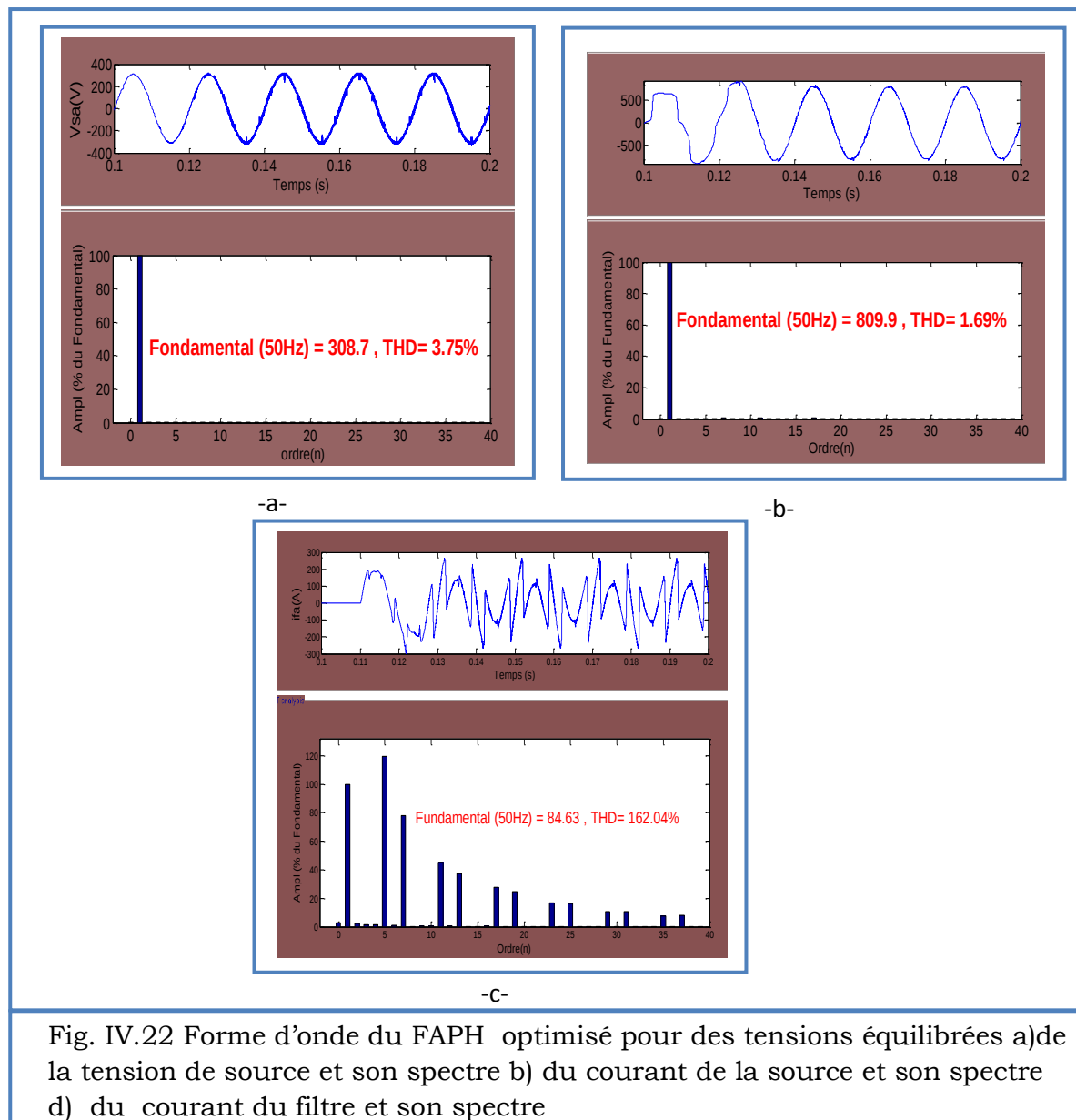


Fig. IV.21 Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour des tensions de sources équilibrées



#### VI.5.4.2 Tension de sources sinusoïdales déséquilibrées

Afin de valider le fonctionnement du *filtre actif parallèle hybride optimisé* sous une tension perturbée du réseau électrique, on étudie le cas d'un réseau déséquilibré ; les valeurs efficaces des tensions des trois phases sont les suivantes :  $E_{S1} = 240$  V,  $E_{S2} = 220$  V et  $E_{S3} = 200$  V. Les Figures IV.24 et IV.27 présentent respectivement les résultats de simulations obtenus pour ce test pour le filtre actif hybride non optimisé et celui optimisé. Les spectres harmoniques du courant de charge, de la tension de source, du courant de source et du courant du filtre avant et après filtrage sont présentés sur les figures IV.25 et IV.28 pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Les figures IV.26 et IV.29 présentent les formes d'ondes du courant de la source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence et cela pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Les principaux résultats de cette simulation sont récapitulés dans le Tableau IV.4.

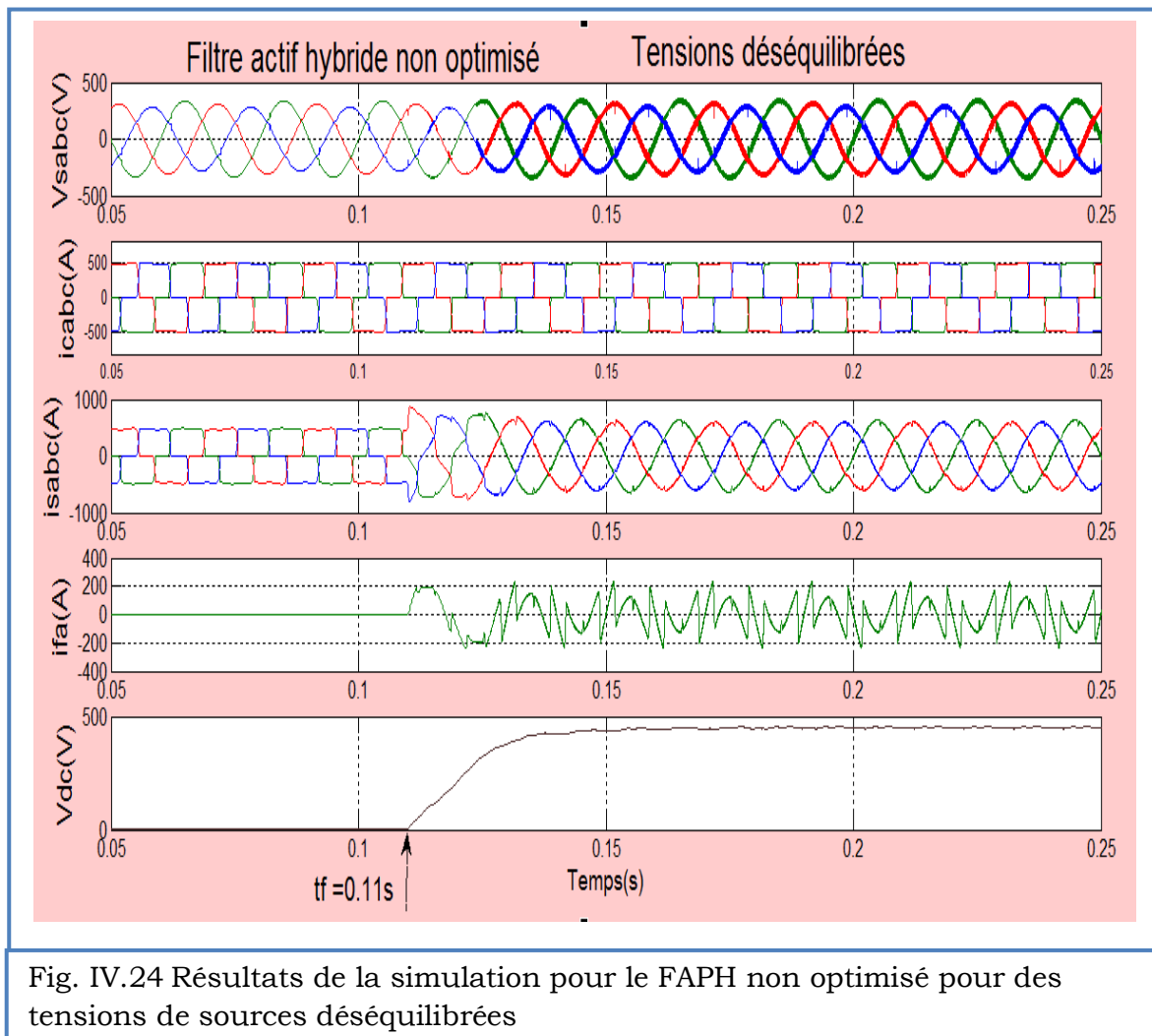


Fig. IV.24 Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour des tensions de sources déséquilibrées

Tableau IV.4  
Résultats de simulation du FAHP (cas B)

| Phase | Tension de source | Courants de charge | Courants de charge |               |
|-------|-------------------|--------------------|--------------------|---------------|
|       | rms(V)            | THD %              | THD %              | THD %         |
|       |                   |                    | FAPH               | FAPH optimisé |
| a     | 240               | 25.96              | 4.21               | 2.79          |
| b     | 220               | 28.24              | 4.88               | 3.05          |
| c     | 200               | 29.64              | 3.63               | 2.37          |

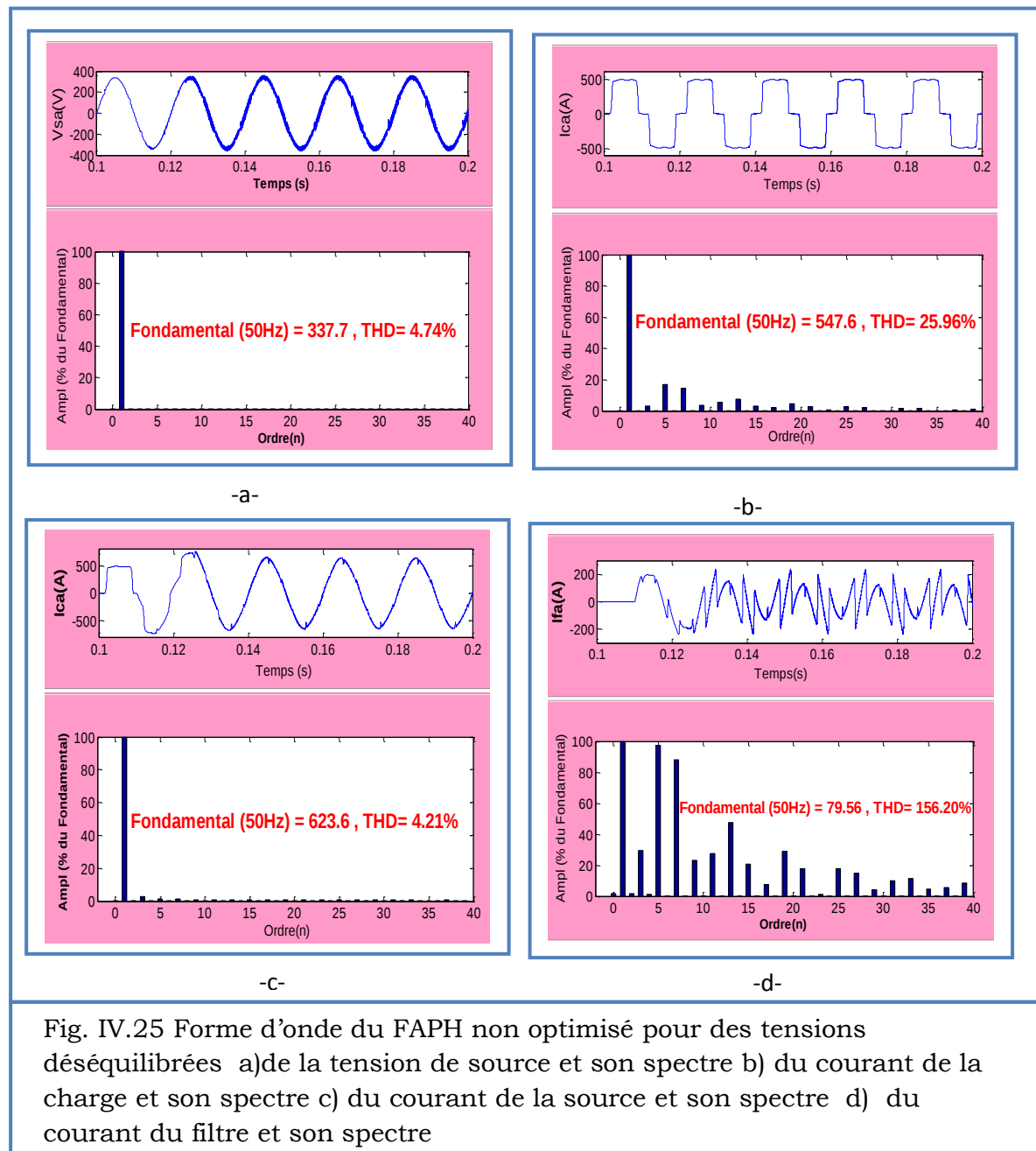


Fig. IV.25 Forme d'onde du FAPH non optimisé pour des tensions déséquilibrées a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la charge et son spectre c) du courant de la source et son spectre d) du courant du filtre et son spectre

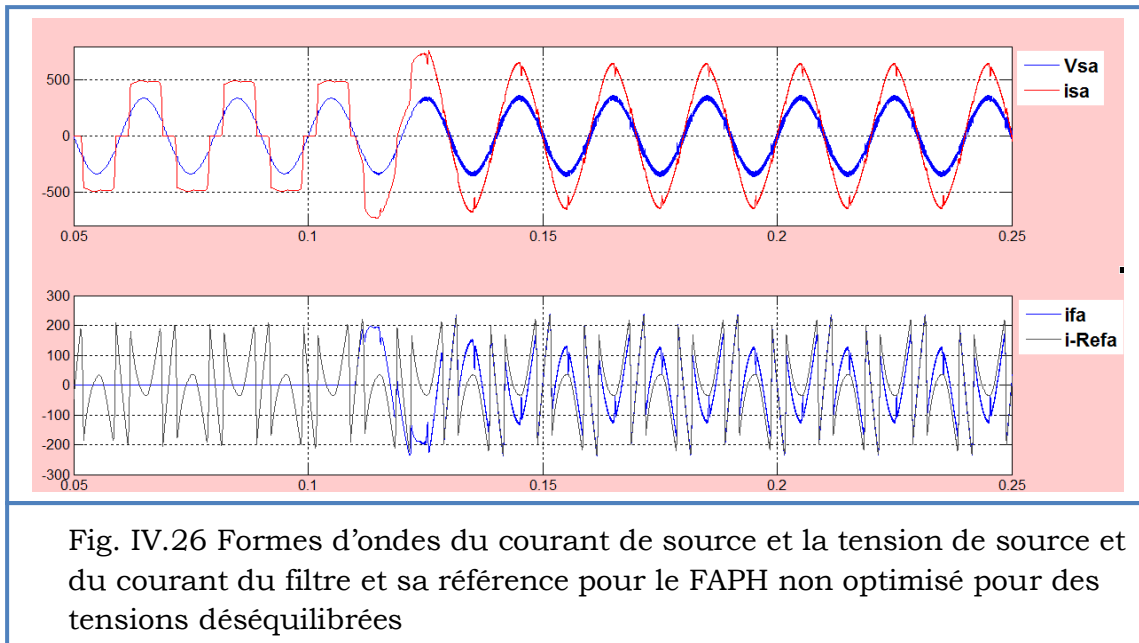


Fig. IV.26 Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions déséquilibrées

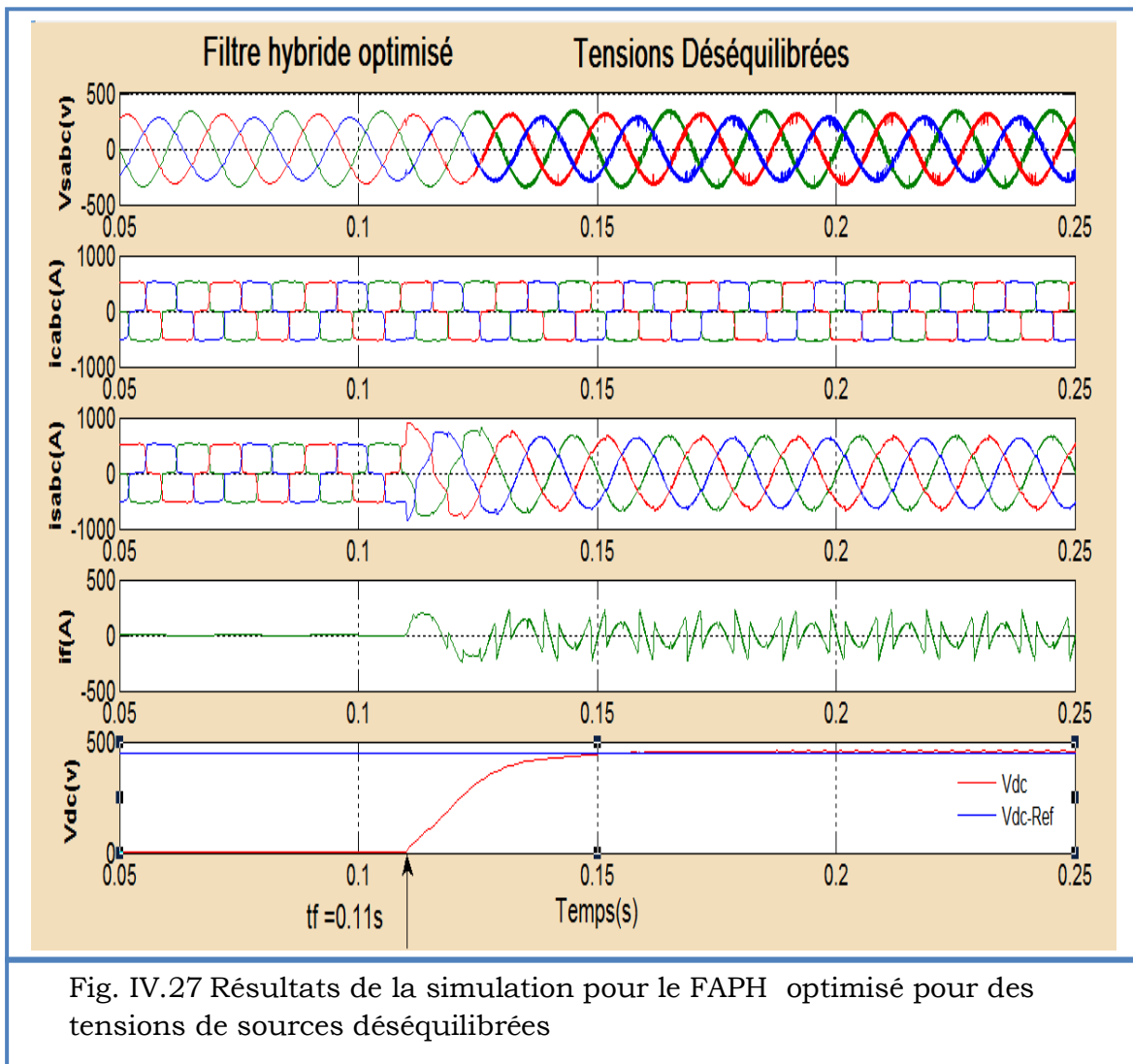


Fig. IV.27 Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour des tensions de sources déséquilibrées

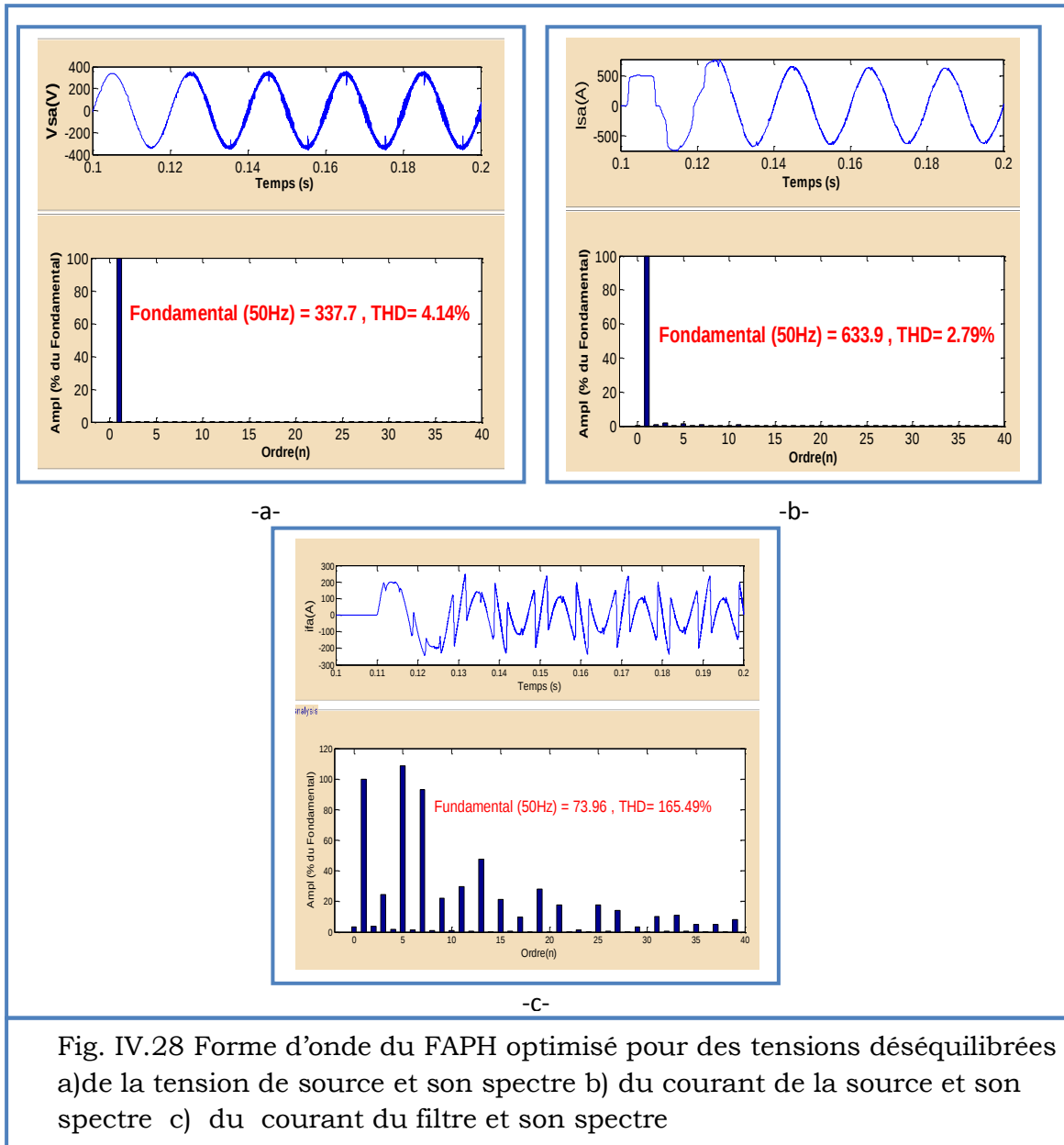


Fig. IV.28 Forme d'onde du FAPH optimisé pour des tensions déséquilibrées a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la source et son spectre c) du courant du filtre et son spectre

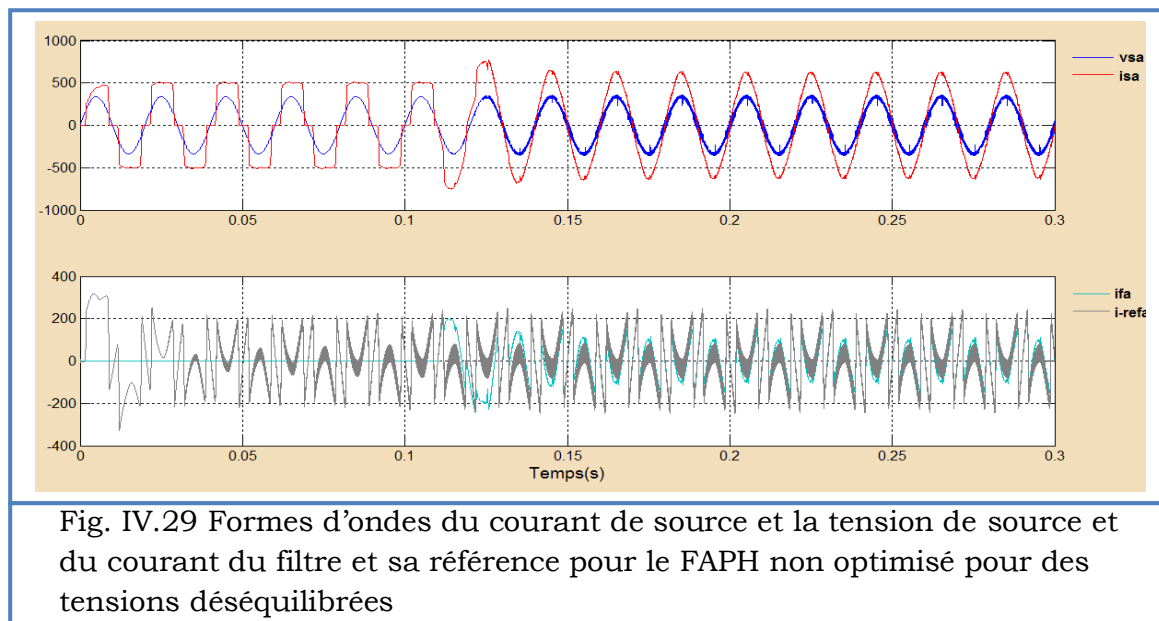


Fig. IV.29 Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions déséquilibrées

#### IV.5.4.3 Tension de source équilibrées contenant des harmoniques

Considérons maintenant une source de tensions triphasées équilibrées et contiennent de l'harmonique d'ordre 7. Les Figures IV.30 et IV.33 présentent respectivement les résultats de simulations obtenus pour ce test pour le filtre actif hybride non optimisé et celui optimisé. Les spectres harmoniques du courant de charge, de la tension de source, du courant de source et du courant du filtre sont présentés sur les figures IV.31 et IV.34 pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Les figures IV.32 et IV.35 présentent les formes d'ondes du courant de la source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence et cela pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Les principaux résultats de cette simulation sont récapitulés dans le Tableau IV.5.

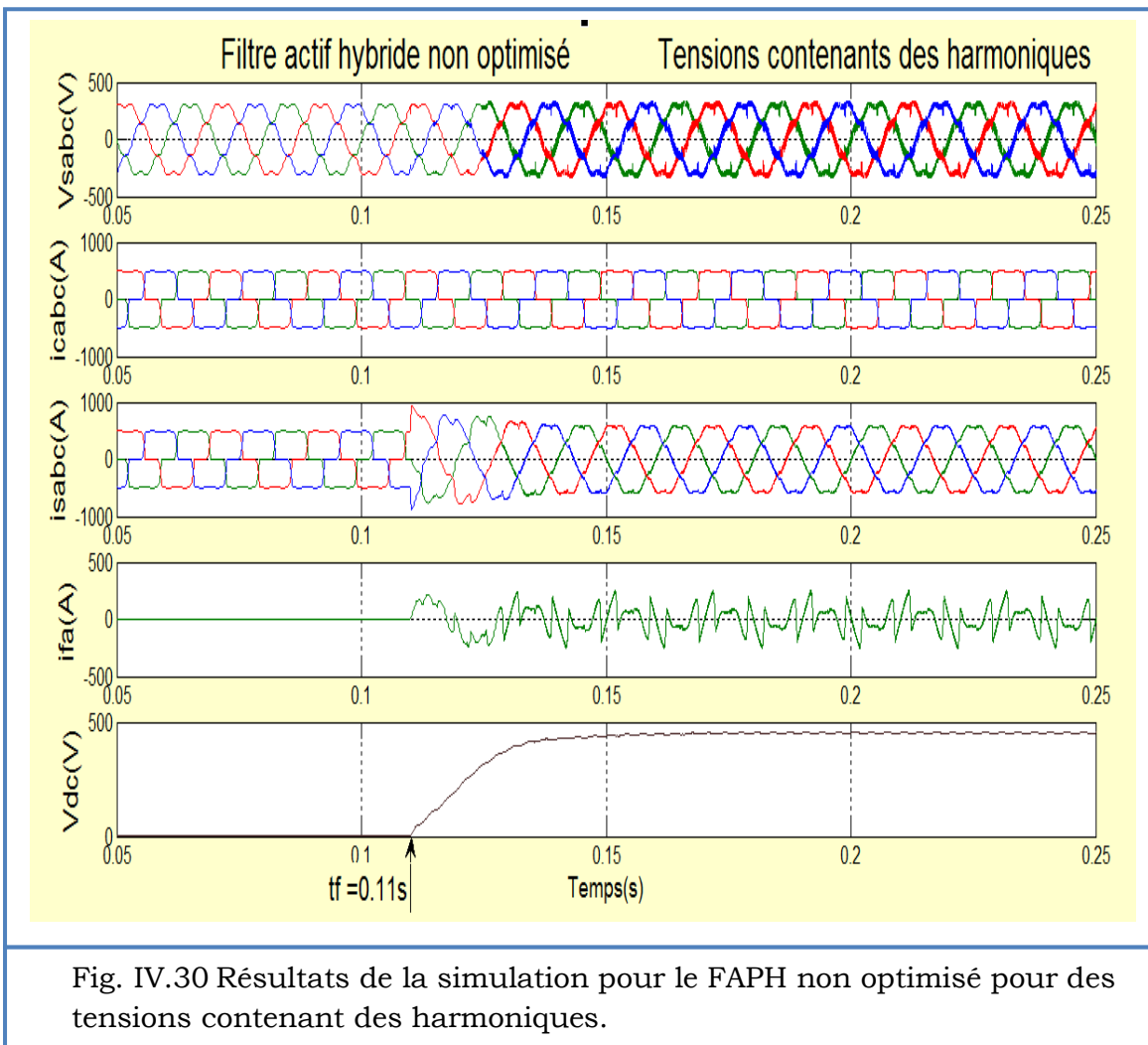


Fig. IV.30 Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour des tensions contenant des harmoniques.

Tableau IV.5

Résultats de simulation du FAPH (cas C )

| Phase | Tension de source | Courants de charge | Courants de charge |               |
|-------|-------------------|--------------------|--------------------|---------------|
|       | rms(V)            | THD %              | THD %              | THD %         |
|       |                   |                    | FAPH               | FAPH optimisé |
| a     | 240               | 26.47              | 6.40               | 3.71          |
| b     | 240               | 26.45              | 6.47               | 3.96          |
| c     | 240               | 26.44              | 6.40               | 3.78          |

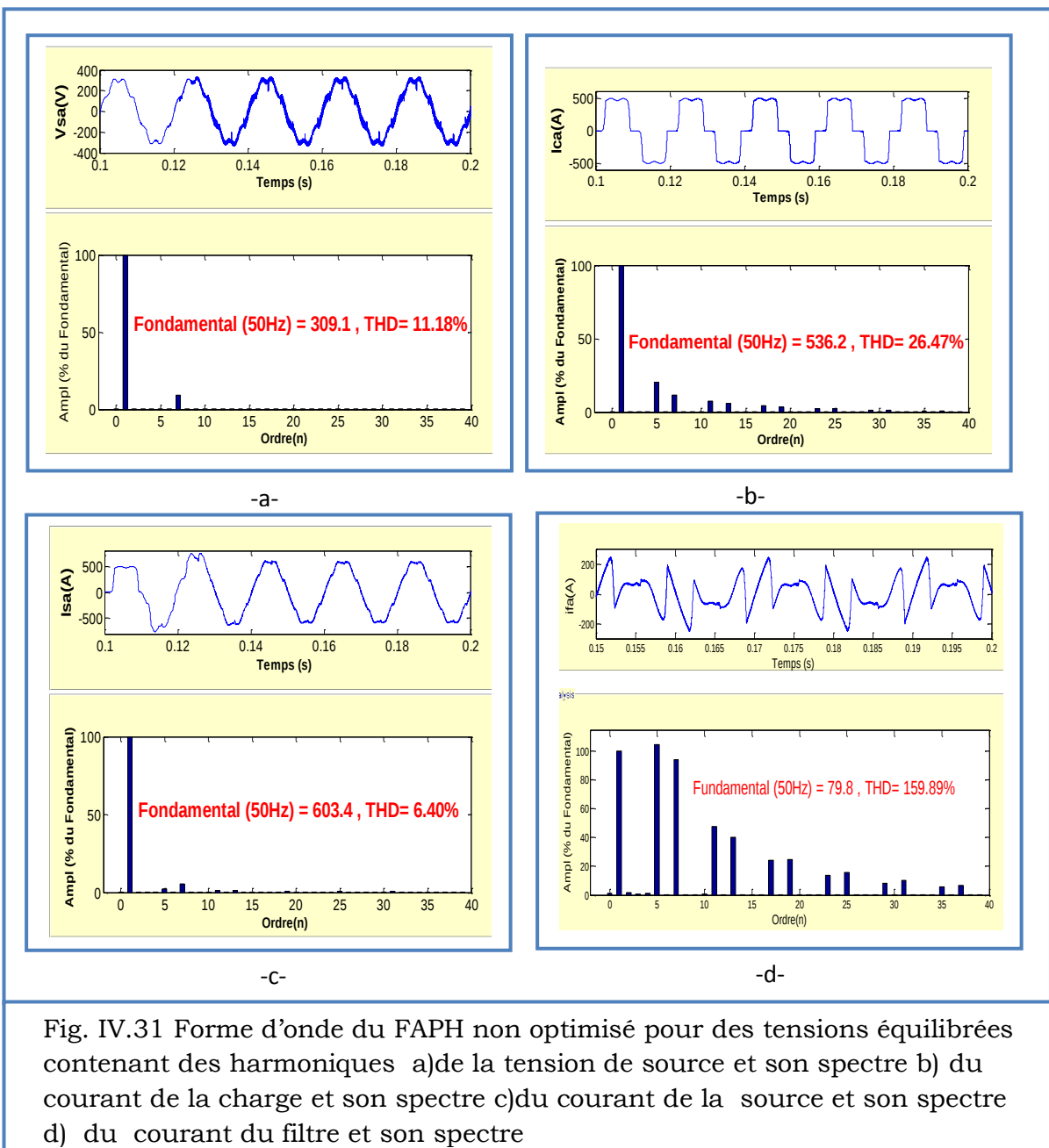


Fig. IV.31 Forme d'onde du FAPH non optimisé pour des tensions équilibrées contenant des harmoniques a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la charge et son spectre c) du courant de la source et son spectre d) du courant du filtre et son spectre

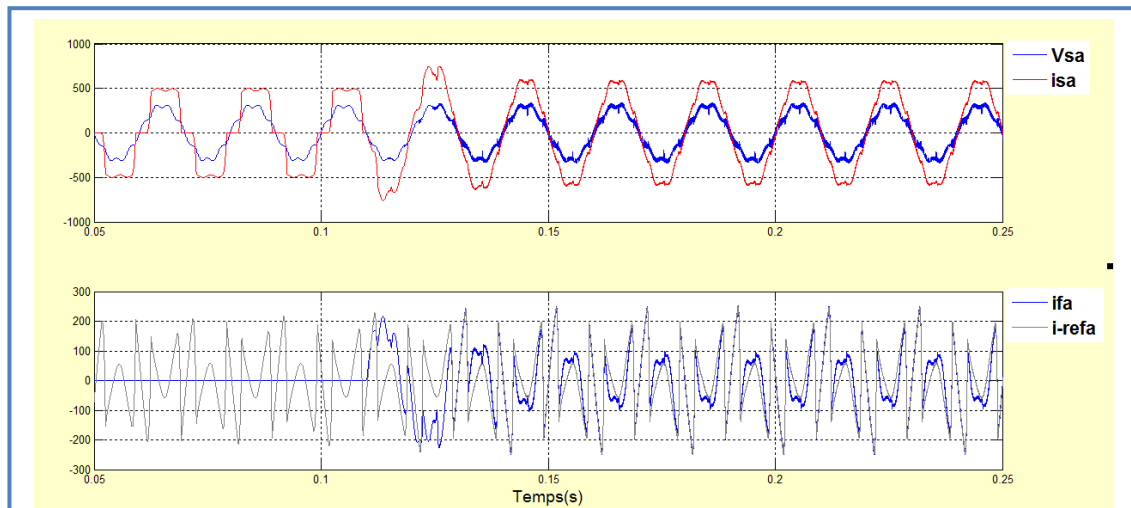


Fig. IV.32 Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH non optimisé pour des tensions contenant des harmoniques

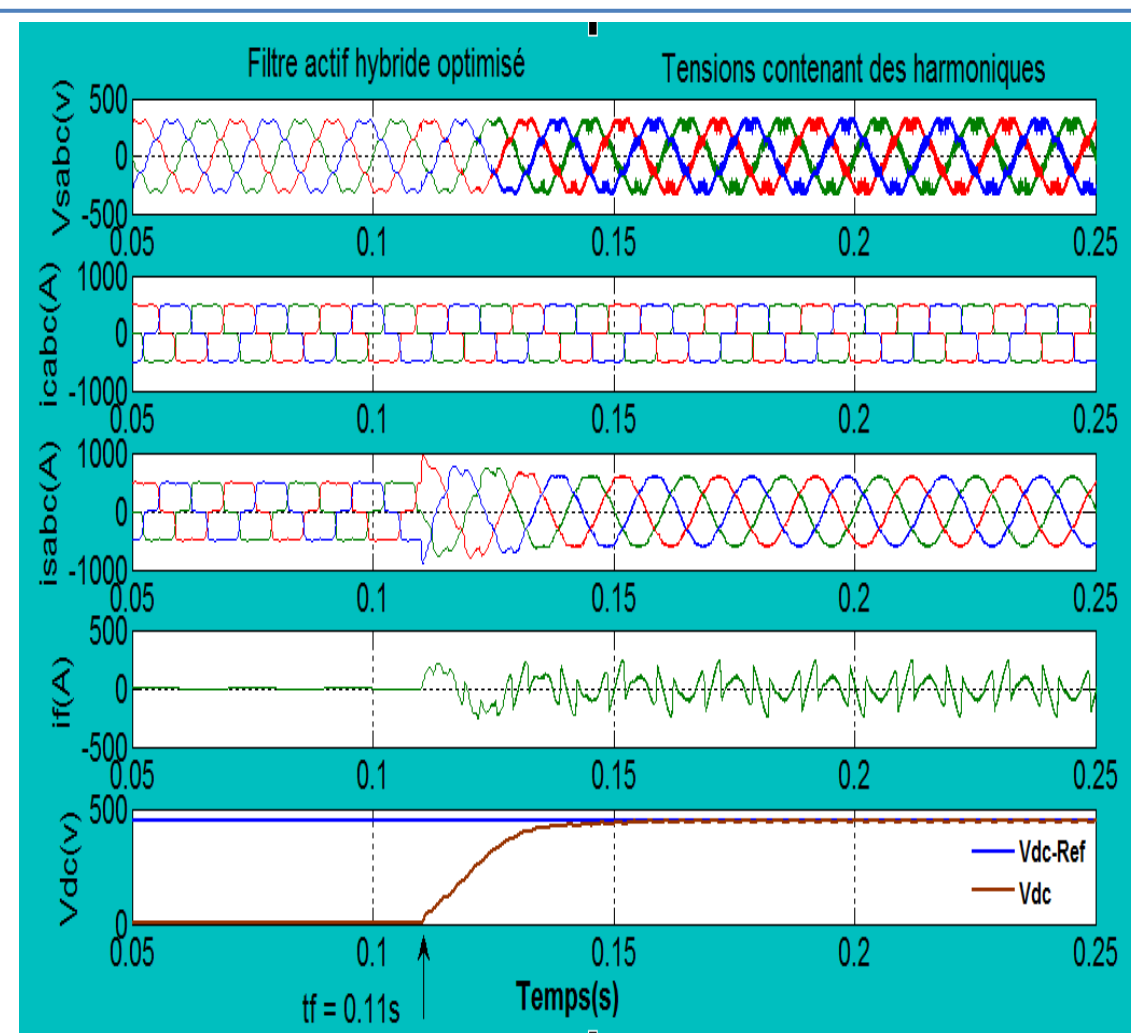


Fig. IV.33 Résultats de la simulation pour le FAPH optimisé pour des tensions contenant des harmoniques.

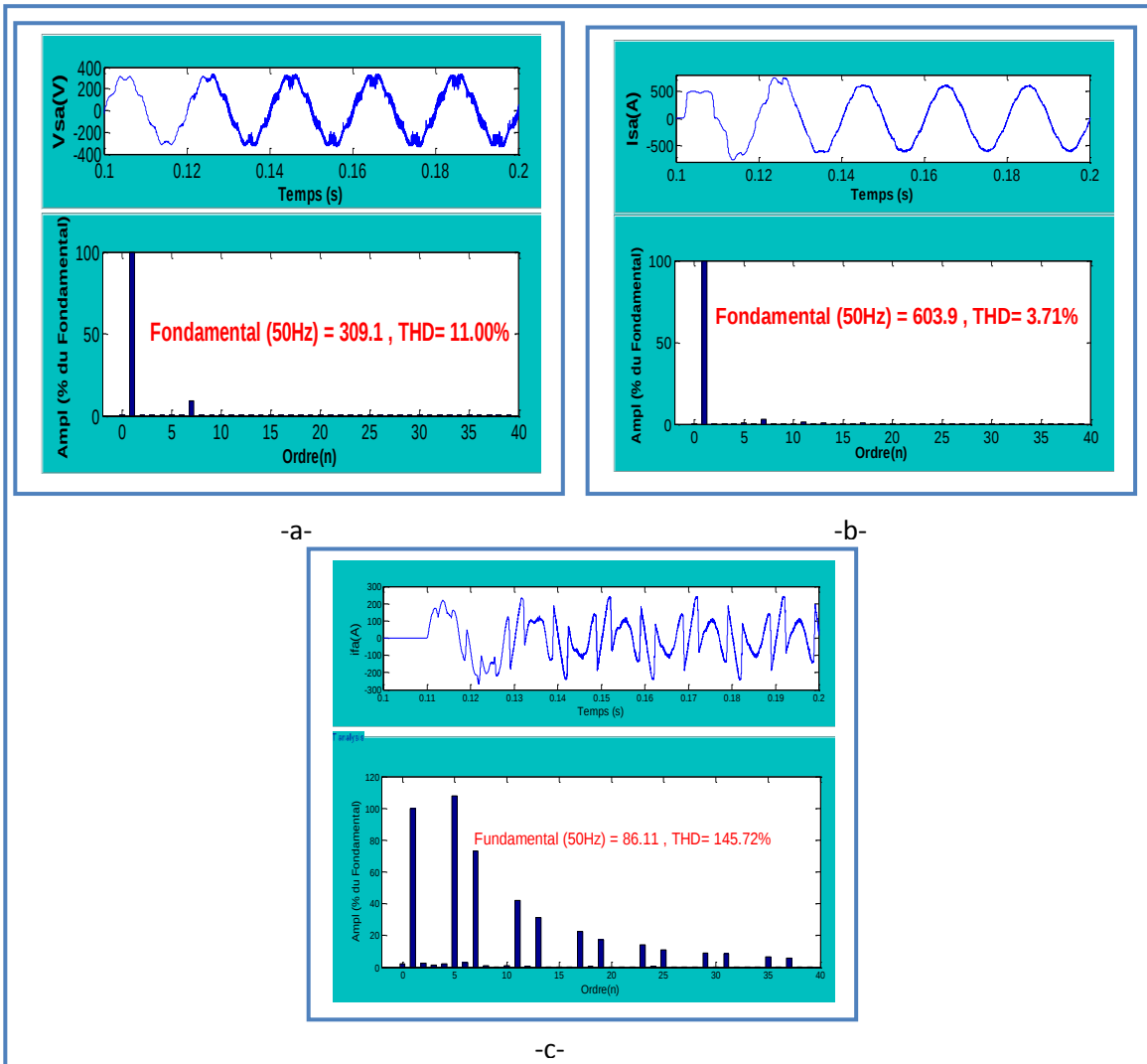


Fig. IV.34 Forme d'onde du FAPH optimisé pour des tensions équilibrées contenant des harmoniques a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la source et son spectre c) du courant du filtre et son spectre

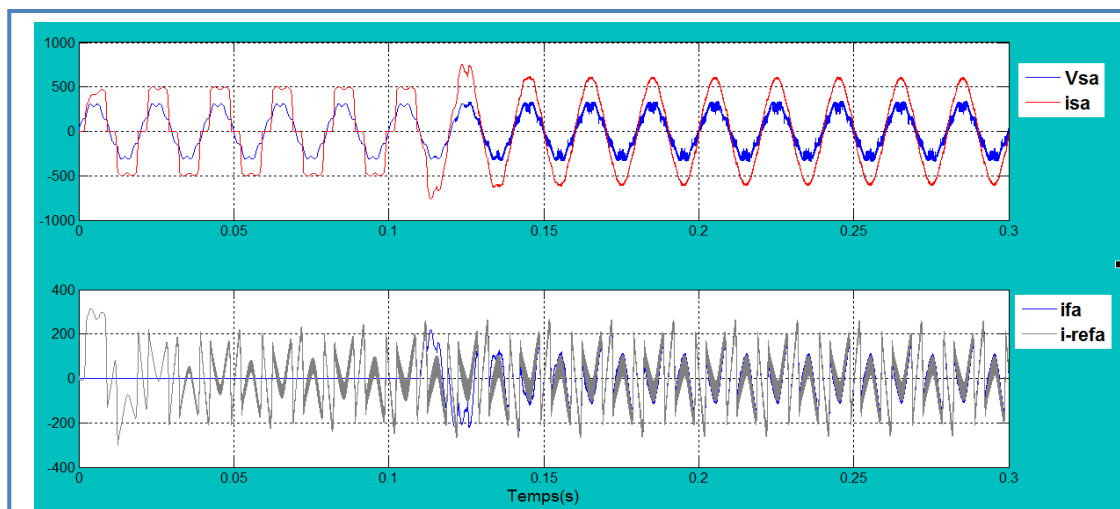


Fig. IV.35 Formes d'ondes du courant de source et la tension de source et du courant du filtre et sa référence pour le FAPH optimisé pour des tensions contenant des harmoniques

#### IV.5.4.4 Tension de source équilibrées avec un pont redresseur alimentant une charge R en parallèle avec C

Nous allons maintenant voir le comportement du FAPH optimisé sous des tensions triphasées équilibrées lorsque la charge non linéaire est un pont redresseur alimentant une charge R en parallèle avec C. Les Figures IV.36 et IV.38 présentent respectivement les résultats de simulations obtenus pour ce test pour le filtre actif hybride non optimisé et celui optimisé.

Tableau IV.6

Résultat de simulation du FAHP (cas D)

| Phase | Tension de source<br>rms(V) | Courants de charge<br>THD % | Courants de charge |               |
|-------|-----------------------------|-----------------------------|--------------------|---------------|
|       |                             |                             | THD %              | THD %         |
|       |                             |                             | FAPH               | FAPH optimisé |
| a     | 220                         | 112.67                      | 24.67              | 3.79          |
| b     | 220                         | 112.49                      | 23.79              | 3.72          |
| c     | 220                         | 112.77                      | 23.65              | 3.91          |

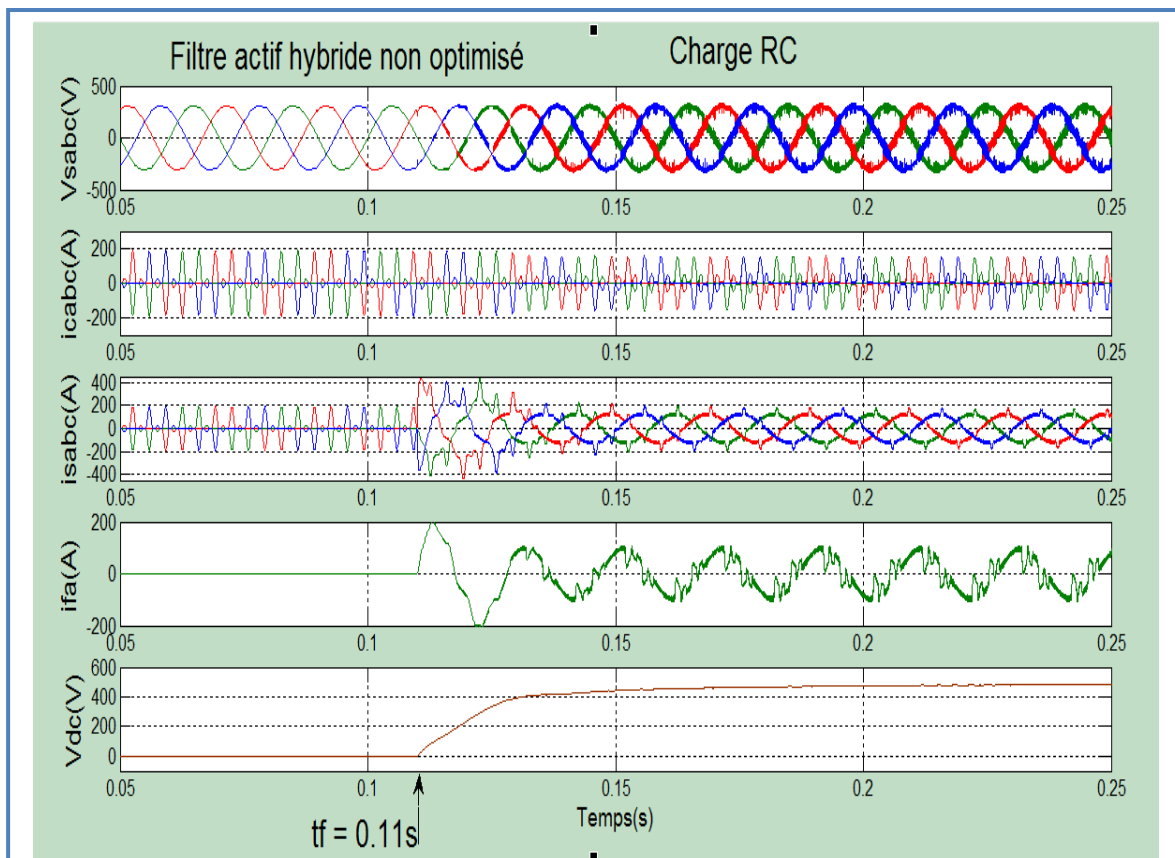


Fig. IV.36 Résultats de la simulation pour le FAPH non optimisé pour une charge RC.

Les spectres harmoniques du courant de charge, de la tension de source, du courant de source et du courant du filtre sont présentés sur les Figures IV.37 et IV.39 pour les deux filtres actifs hybrides non optimisé et optimisé. Les principaux résultats de cette simulation sont récapitulés dans le Tableau IV.6.

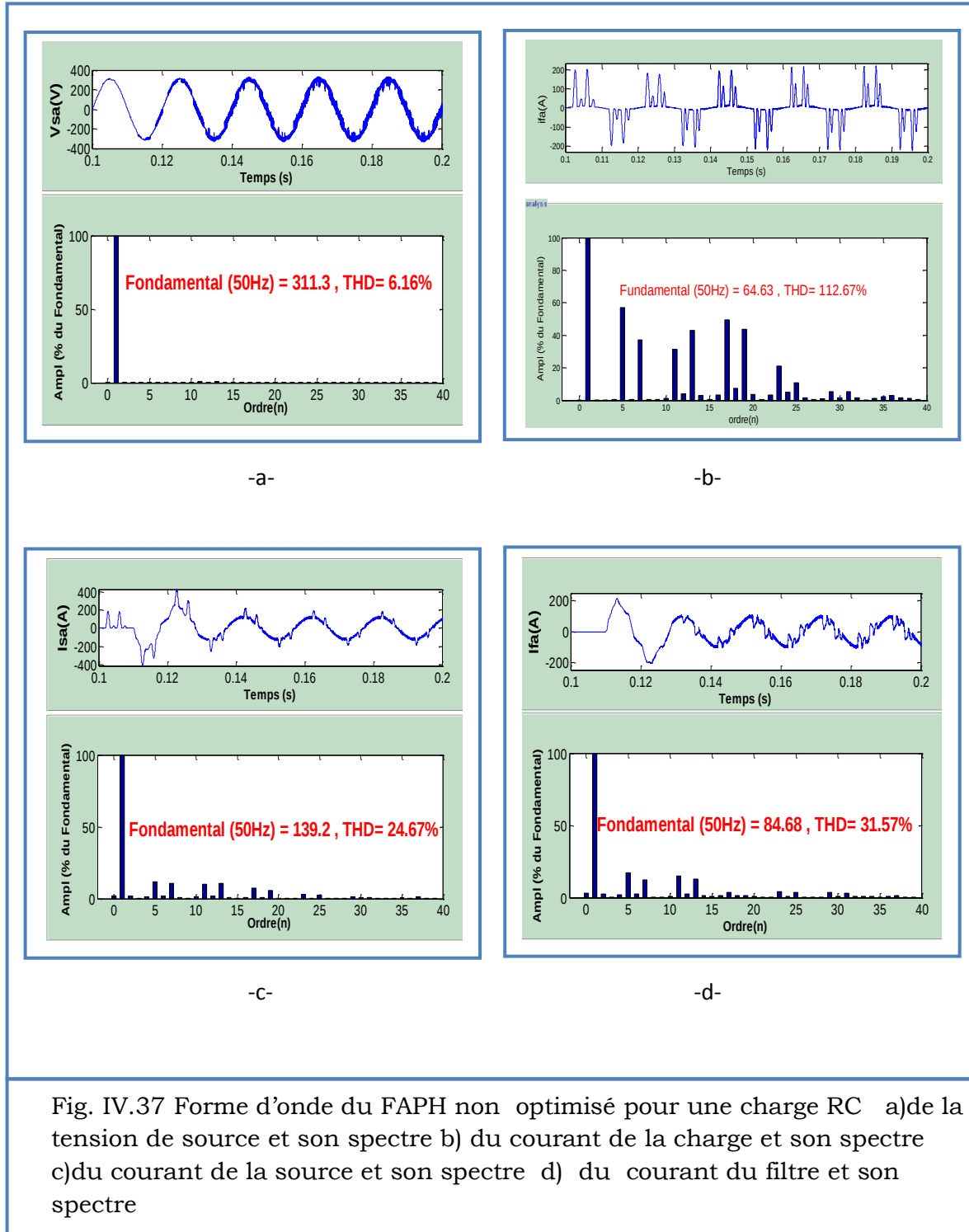
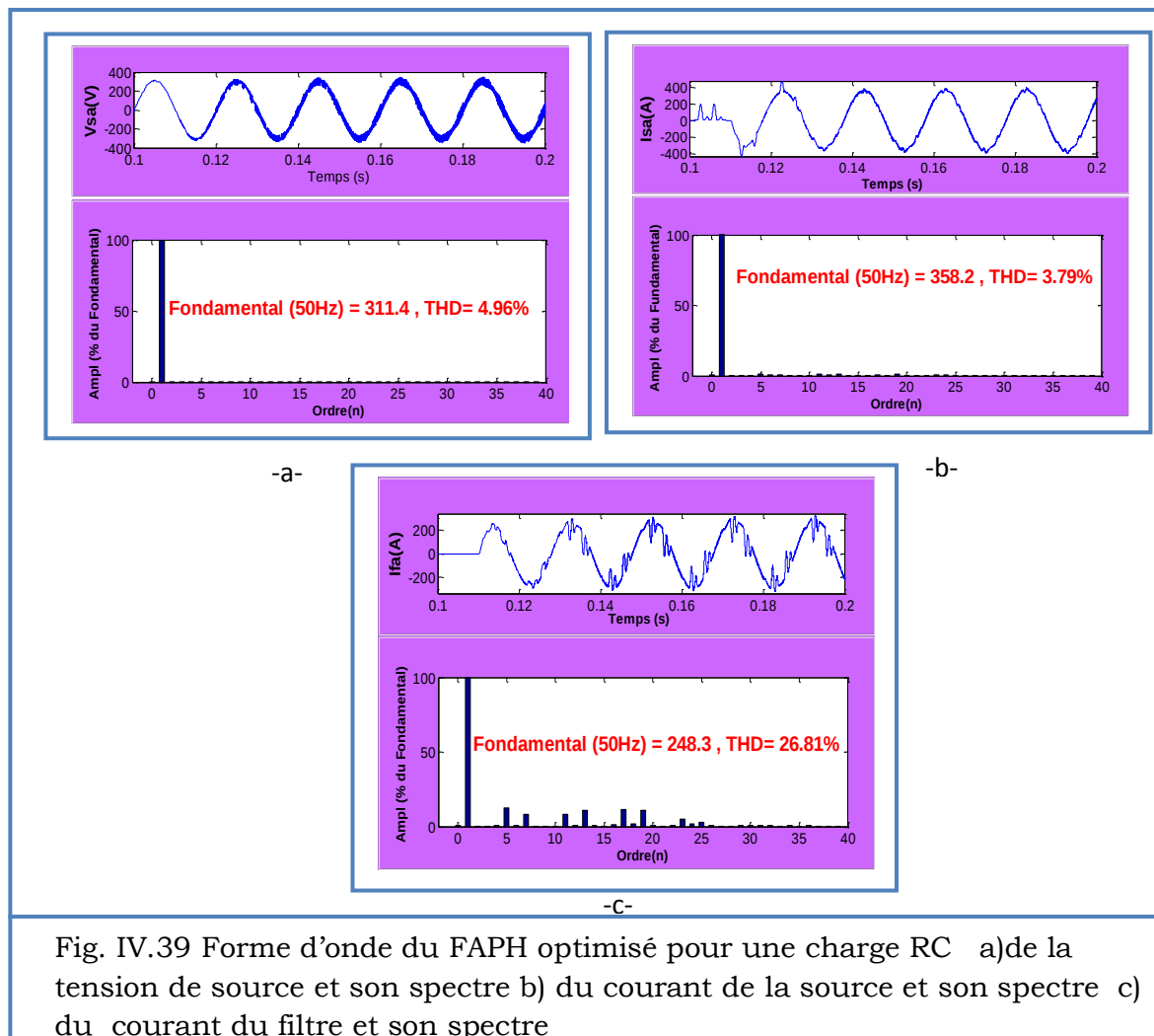
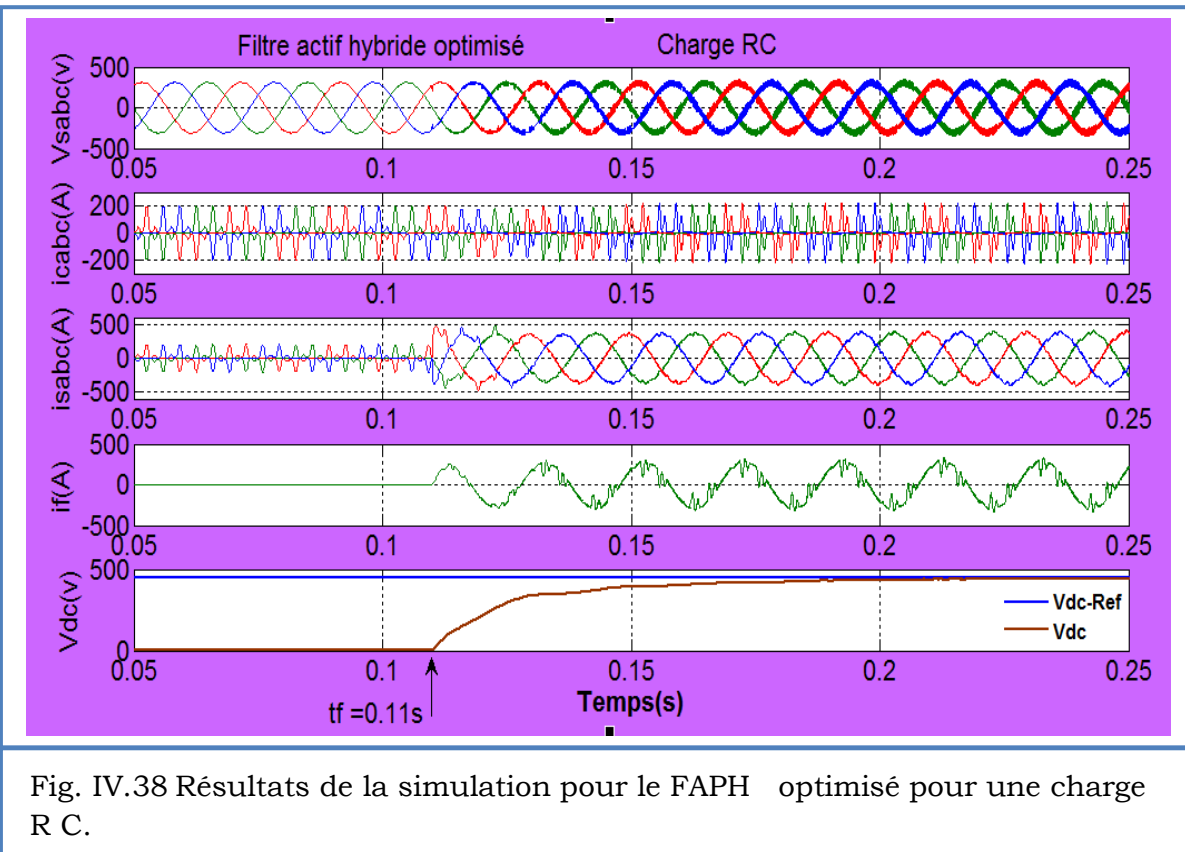


Fig. IV.37 Forme d'onde du FAPH non optimisé pour une charge RC a) de la tension de source et son spectre b) du courant de la charge et son spectre c) du courant de la source et son spectre d) du courant du filtre et son spectre



## IV.6. Interprétation des résultats

Pour conclure, nous allons procéder à la comparaison des performances des deux filtres actifs parallèle hybrides optimisé et non optimisé pour les quatre cas cités. Les valeurs comparées seront ceux du taux de distorsion THD du courant de la source pour la phase a. Le *THD* mesuré peut exprimer l'efficacité de l'optimisation. Les résultats de simulation sont indiqués dans les Tableaux IV.3, IV.4, IV.5 et IV.6.

Quatre remarques peuvent être formulées :

- Pour le cas A, nous constatons qu'après filtrage les courants de la source sont équilibrés et sinusoïdaux pour les deux filtres. la tension continue suit bien sa référence, la tension de la source est en phase avec le courant de la source pour les deux filtres mais on constate que les courants de références pour le filtre non optimisés ne suivent pas exactement leurs références tandis que pour le filtre optimisé les courants de références suivent bien leurs références après un transitoire de temps. On constate qu'il y a une amélioration dans le taux de distorsion du filtre optimisé par rapport à celui non optimisé. Le taux de distorsion est diminué de 3.16 pour le filtre non optimisé à 1.69 pour le filtre optimisé.
- Pour le cas B, nous constatons que le FAPH optimisé possède de meilleure performance avec un taux de distorsion de 2.79% tandis que le taux de distorsion du filtre non optimisé qui est de 4.21 reste acceptable par la norme du CEI puisqu'il reste inférieur à 5%.
- Pour le cas C, nous remarquons que les performances du filtre non optimisé se sont légèrement dégradé par rapport au filtre optimisé et dépassent la valeur limite imposé par la CEI avec un taux de distorsion de 6.40% Par contre le filtre optimisé permet d'obtenir des performances satisfaisantes malgré la déformation des tensions d'alimentations, avec un taux de distorsion de 11%.
- Pour le cas D, les performances du filtre non optimisé se sont dégradées de manière significative. Le *THD* obtenu, pour ce filtre, bien que réduit à une valeur légèrement supérieur à 24 % reste au-delà de la limite réglementaire imposée de 5 % . Par contre, le filtre optimisé garde ses performances avec un taux de distorsion de 3.79% malgré que le courant de charge est fortement pollué et présente un THD de 112%.

## V.7. Conclusion

Dans ce chapitre, pour contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux électriques de distribution, nous avons procédé à l'optimisation par la technique d'essaims de particule PSO des gains des régulateurs PI utilisés pour la régulation de la tension continue et pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL.

En premier, nous avons exposé brièvement la technique d'optimisation par essaims de particules PSO, ensuite, l'implantation de cette technique nous a permis d'optimiser les gains des régulateurs PI  $K_p$  et  $K_i$ . Les résultats de simulations montrent la bonne performance du FAPH optimisé. Pour conclure nous pouvons dire que la technique PSO est un outil d'optimisation très puissant où les résultats que nous avons obtenu après son utilisation nous sont satisfaisants. Donc cet outil a donné un sens à notre contribution.

# Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse est l'amélioration des performances du filtre actif parallèle hybride triphasé à trois fils.

Le premier chapitre a été consacré à la problématique des perturbations ou distorsions harmoniques générés par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques ne fait qu'accentuer la dégradation de la qualité de l'onde. En outre, les origines et les effets néfastes de ces dégradations ont été abordés et les normes en vigueur ont été citées. Ces normes, notamment imposées aux distributeurs de l'énergie, autorisent cependant la génération des harmoniques dans une certaine limite. En outre, ces normes motivent les utilisateurs de l'énergie électrique à faire des recherches et à développer des méthodes efficaces pour dépolluer les réseaux électriques, comme par exemple les dispositifs de filtrage hybride, objet de ce manuscrit. Nous avons alors présenté, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées en filtrage : filtres passifs, filtres actifs ou bien encore la combinaison des deux. Nous avons conclu ce chapitre par un état de l'art des filtres hybrides.

Dans le second chapitre, nous avons étudié le filtre actif triphasé parallèle pur et le filtre actif triphasé parallèle hybride permettant de compenser les harmoniques de courant d'un réseau électrique triphasé trois fils. Le FAPH étudié est constitué d'un filtre actif triphasé à structure tension connecté en série avec un filtre passif triphasé résonant de type LC, accordé sur l'harmonique 5. Nous avons tout d'abord présenté les méthodes d'identifications des courants de références les plus utilisées dans la littérature à savoir la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires, la méthode du référentiel synchrone et la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires améliorée utilisant des filtres multi-variables FMV pour l'extraction de la composante continue au lieu des filtres passe bas ou passe haut. Nous avons ensuite étudié les différentes stratégies de commande de l'onduleur : la commande par hystérésis, hystérésis modulée et modulation de largeur d'impulsions, par la suite une étude sur la régulation du courant du filtre et de la tension continue a été abordée. Enfin nous avons testé par des validations par simulations sous l'environnement Matlab/Simulink le FAPP et le FAPH en utilisant les trois méthodes d'identifications des courants de références pour des conditions idéales de la tension de source, ainsi on a pu choisir la méthode du référentiel synchrone qui sera utilisé par la suite pour le FAPH.

Dans le troisième chapitre, nous avons essayé d'améliorer les performances du FAPH en appliquant deux techniques de l'intelligence artificielle qui sont la logique Floue et la théorie des réseaux de neurones artificiels dans la régulation de la tension du bus continue du FAPH. D'après les résultats de simulation, on a constaté que la régulation neuronale vient en premier lieu en termes d'amélioration du taux de distorsion du courant de la source puis vient la régulation floue qui présente de meilleures performances que la régulation classique par un régulateur PI conventionnel.

Dans le quatrième chapitre, et dans le but d'améliorer la performance du FAPH, nous avons appliqué une nouvelle technique intelligente nommée optimisation par essaim de particules (PSO) afin d'optimiser les gains  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs PI dans le but de minimiser au maximum l'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée.

Le premier Régulateur PI optimisé est utilisé pour la régulation de la tension continue, le second est utilisé pour l'asservissement de l'angle de phase de la PLL. Les résultats de simulation montrent l'amélioration des performances du FAPH optimisé surtout lorsque les tensions de sources sont déséquilibrées ou contiennent des harmoniques et aussi dans le cas où la charge non linéaire se comporte comme une source de tension (modélisé par un pont de diode PD3 débitant sur une résistance R en parallèle avec un condensateur C)

Pour conclure, nous pouvons affirmer que les résultats obtenus, en particulier le taux de distorsion harmonique, sont satisfaisants et répondent bien aux limites imposées par les normes internationales CEI et IEEE. Ainsi on voit bien l'efficacité des techniques intelligentes : logique floue, réseaux de neurones et PSO Dans l'amélioration des performances du FAPH proposé.

Comme perspectives associées à ce travail, plusieurs axes d'études et de recherches complémentaires peuvent être envisagés.

- Etude du FAPH multi-niveaux.
- Validation expérimental des travaux réalisés sur le FAPH optimisé.
- Application du control directe de puissance au FAPH.
- Application d'autres méthodes pour faire une meilleure optimisation que la méthode PSO tel que l'hybridation entre les algorithmes génétiques et le PSO.

**Annexe**

## Programme de la technique PSO en Matlab

### Programme principale

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Initialization %%%%%%%%%%
clear all,clc
n =15;                % Size of the swarm "no of birds"
bird_setp =20;        % Maximum number of "birds steps"
dim = 2;              % Dimension of the problem
c2 = 2;               % PSO parameter C1
c1 = 2;               % PSO parameter C2
w_ =0.9;              % PSO momentum or inertia
w_max=0.9;
w_min=0.4;

%-----%
% Initialize the parameter %
%-----%

%-----%
% Initializing Swarm and Velocities and Position %
%-----%

upbnd = 5;            % Upper bound for init. of the swarm
lwbnd = 0.1;          % Lower bound for init. of the swarm
current_position = rand(dim, n)*(upbnd-lwbnd) + lwbnd;
velocity = rand(dim,n);
local_best_position = current_position ;

%-----%
% Evaluate initial population %
%-----%

for i = 1:n

    %----- Fitness function F = -----%
    local_best_fitness(i)= tracklsq(current_position(:,i));

end
%-----%
[global_best_fitness,g] = min(local_best_fitness)
if g~=1

%*****%
x_min=current_position(1,g)
Y_min=current_position(2,g)

end
%*****%
for i=1:n
    globl_best_position(:,i) = local_best_position(:,g) ;
end

%-----%
% Velocity Update %
%-----%
velocity = w_ *velocity + c1*(rand(dim,n).*(local_best_position -
current_position)) +
c2*(rand(dim, n).*(globl_best_position - current_position));

%-----%
% Swarm Update %
%-----%
current_position = current_position + velocity ;

%-----%
% Evaluate a New Swarm %
%-----%
vv=min(local_best_fitness);
```

```

                                %----- Main Loop -----%
iter = 0 ; % Iterations' counter

while iter < bird_setp
iter = iter + 1;

    %***** Verification of max min *****%
    for i=1:n
    if current_position(1,i)>upbnd
    current_position(1,i)=upbnd;
    end
    if current_position(2,i)>upbnd %---- if superior of max
    current_position(2,i)=upbnd;
    end
    if current_position(1,i)<lwbnd
    current_position(1,i)=lwbnd;
    end
    if current_position(2,i)<lwbnd %---- if inferior of min
    current_position(2,i)=lwbnd;
    end
    end

    %*****%
    for i = 1:n
        %-----%
        %----- Compute Function Value -----%
        %----- Fitness function -----%

        current_fitness(i)= tracklsq(current_position(:,i));

        FF=current_fitness(i);
        end
        for i = 1 : n
        if current_fitness(i) < local_best_fitness(i)
        local_best_fitness(i) = current_fitness(i);
        local_best_position(i) = current_position(i);
        end
        end
        [current_global_best_fitness,g] = min(local_best_fitness);
        if current_global_best_fitness < global_best_fitness
        global_best_fitness = current_global_best_fitness
        vv(iter)= min(global_best_fitness);
        %-----%

        X_min = current_position(1,g)
        Y_min = current_position(2,g)
        %-----%
        else
        vv(iter)= min(global_best_fitness);
        for i=1:n
        globl_best_position(i) = local_best_position(g);
        end
        end
        w_ = w_max - (w_max - w_min)*iter/(bird_setp);

        velocity = w_*velocity + c1*(rand(dim, n).*(local_best_position -
        current_position)) +
        c2*(rand(dim, n).*(globl_best_position - current_position));
        current_position = current_position + velocity;

        %*****%
    end %- end of while loop its mean the end of all step that the birds move
        it

```

**Soubretine qui calcule la fonction objectif**

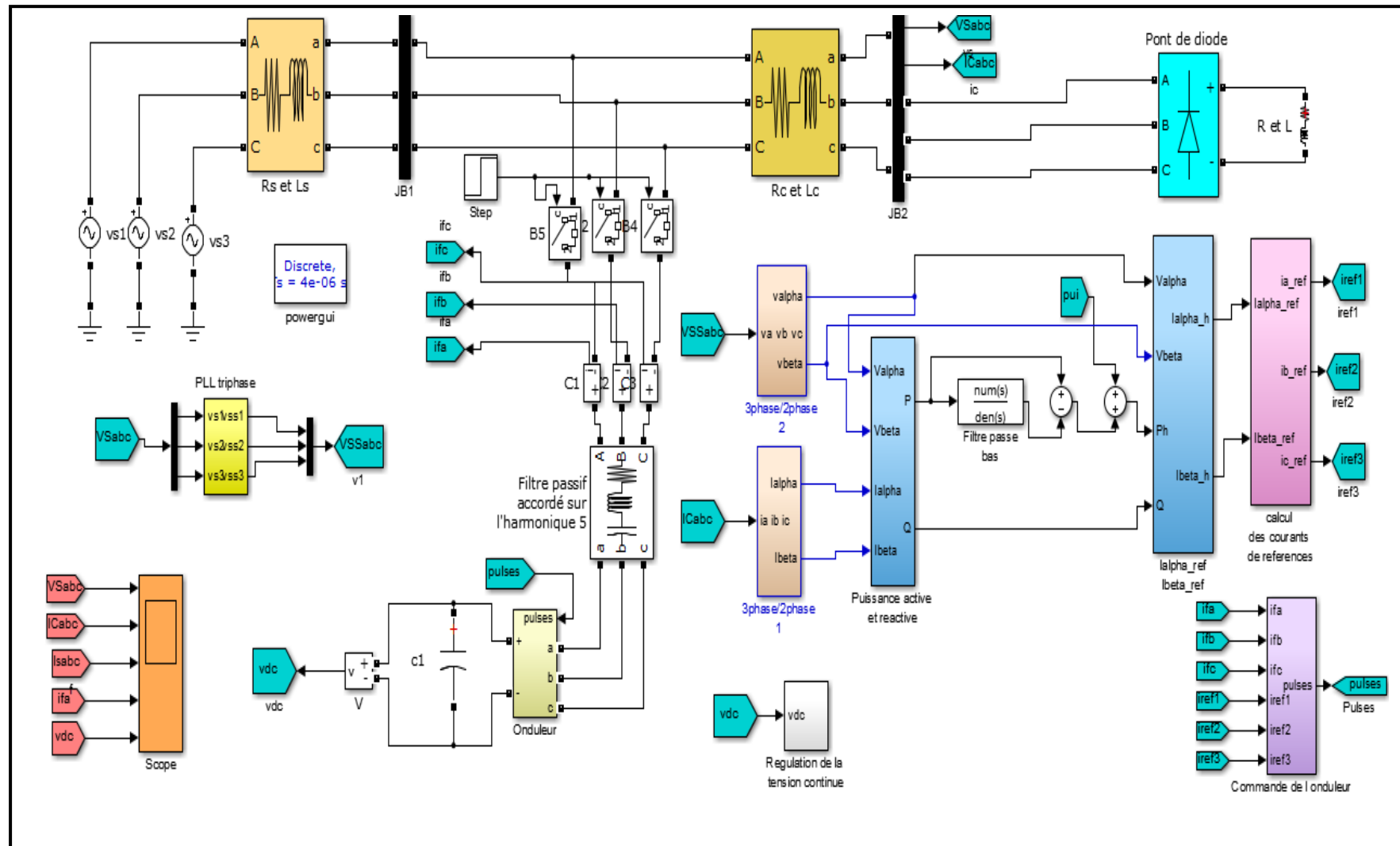
```
function Fe = tracklsq(pid)

    Kp = pid(1);
    Kd = 0;
    Ki = pid(2);

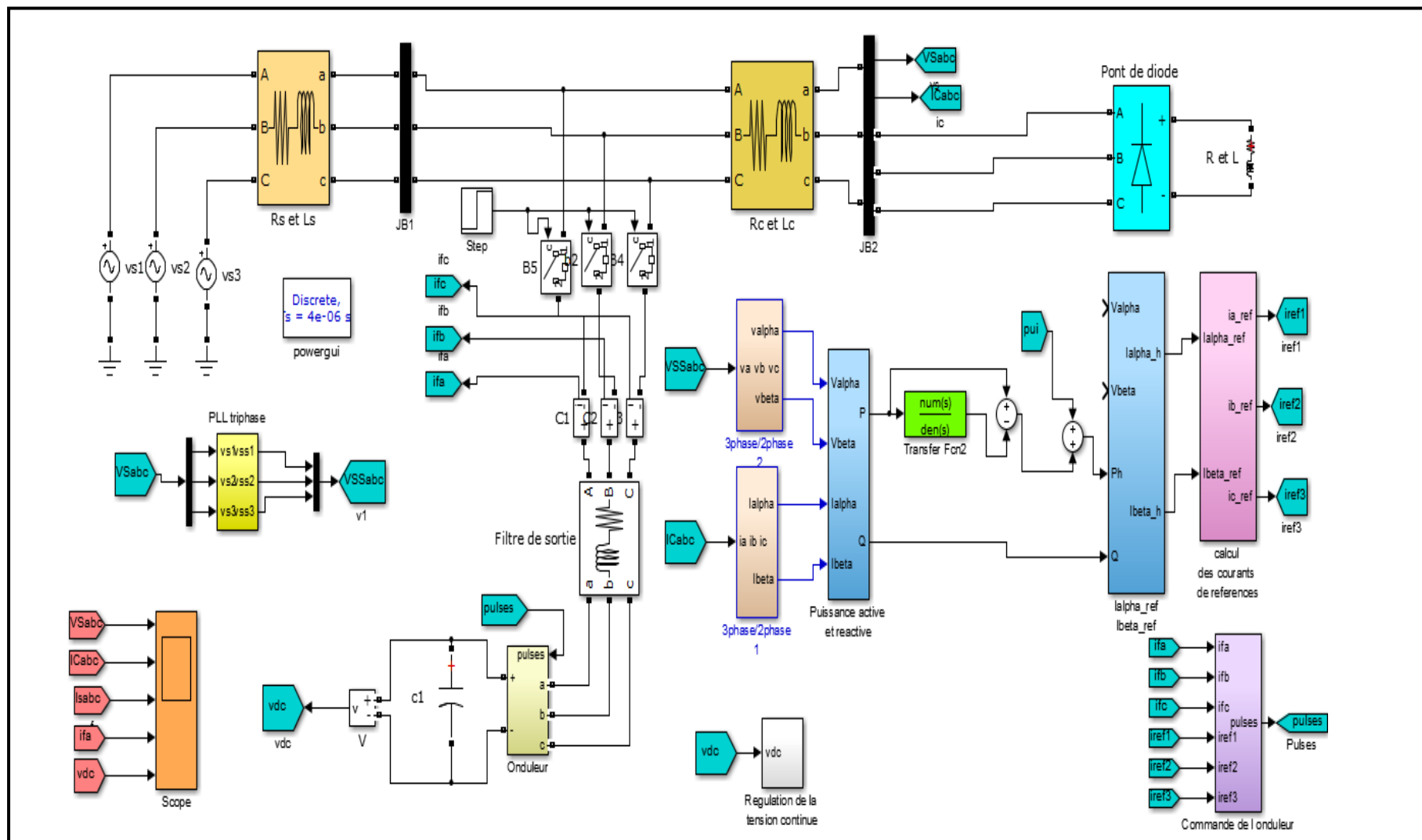
    % Compute function value
    simopt = simset('solver','ode1','SrcWorkspace','Current',
        'DstWorkspace','Current');
    % Initialize sim options
    [tout,xout,yout] = sim('modelhybrid',[0 0.9],simopt);
    e=yout-1 ; % compute the error
    sys_overshoot = max(yout)-1; % compute the overshoot

    beta=10;alpha=10;
    Fe=e2*beta +sys_overshoot*alpha;

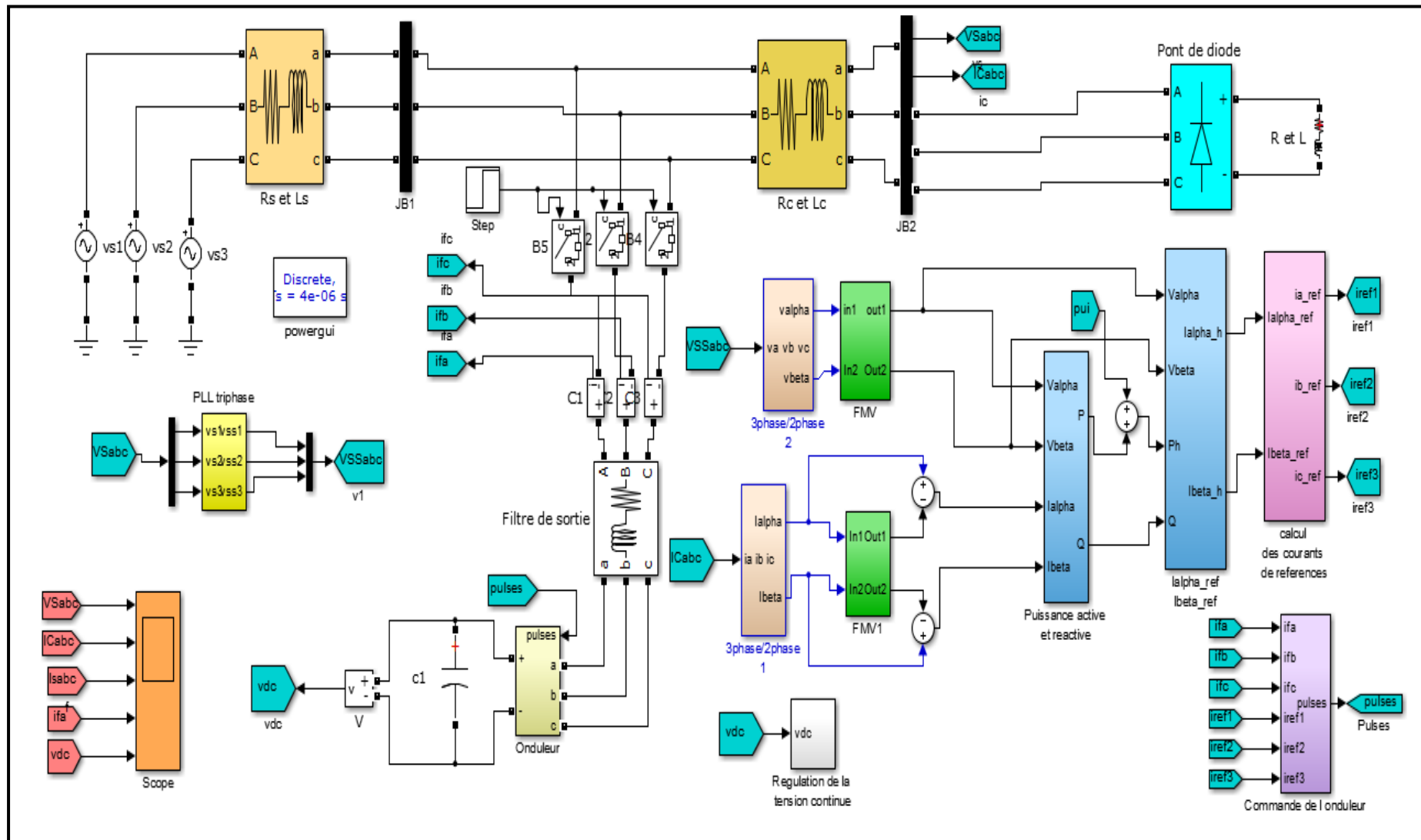
end
```



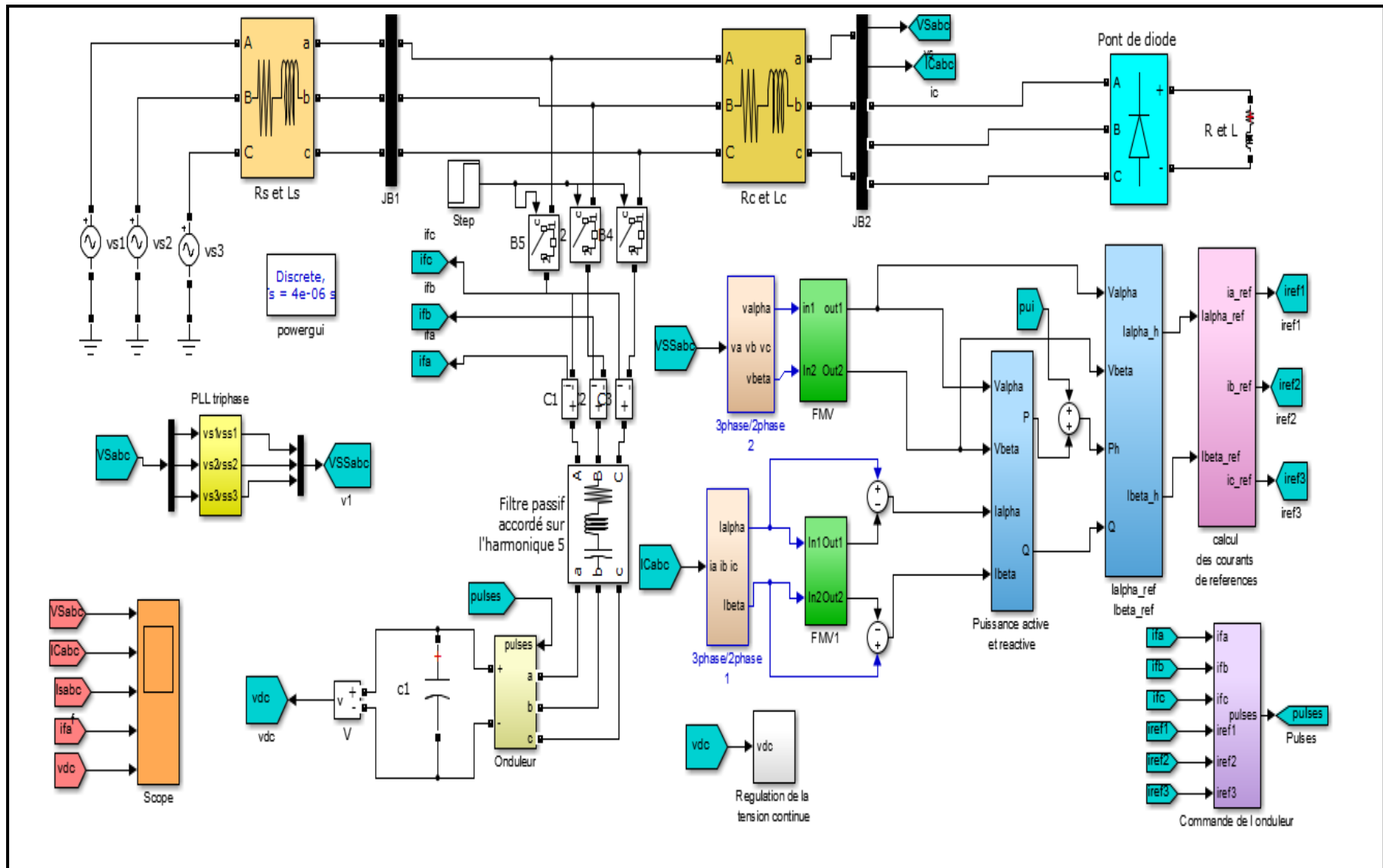
**Schéma de simulation du filtre actif parallèle hybride utilisant la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires**



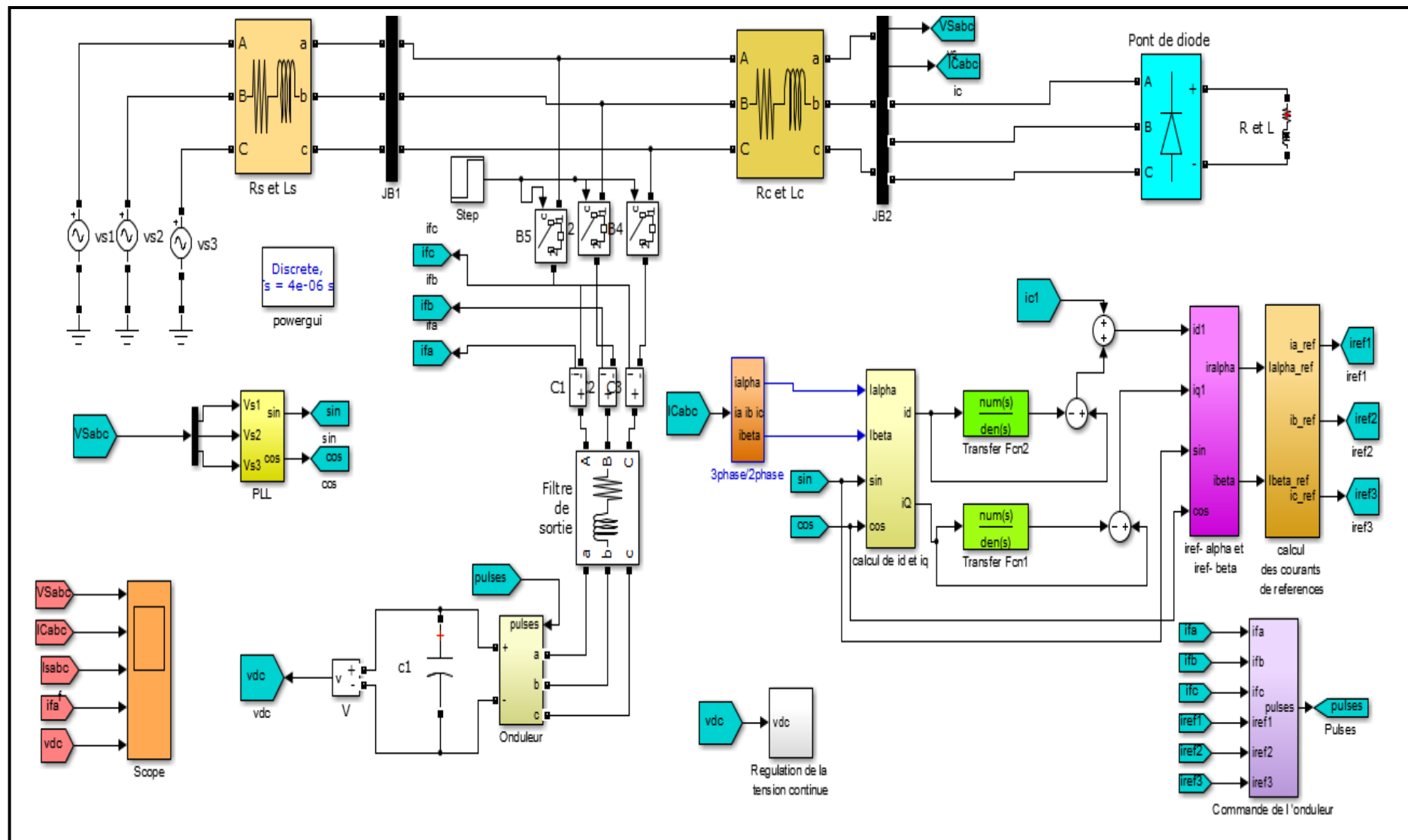
**Schéma de simulation du Filtre actif parallèle pur utilisant la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires**



**Schéma de simulation du Filtre actif parallèle pur utilisant la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires modifiée**



**Schéma de simulation du Filtre actif parallèle Hybride utilisant la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires modifiée**



**Schéma de simulation du Filtre actif parallèle pur utilisant la méthode du Référentiel synchrone**



# REFERENCES

## References

- [1] P. Ferrari, "La qualité de l'énergie électrique", *Schneider Electric, cahier technique N°199*, Octobre 2001.
- [2] D. Ould Abdeslam, " Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", *Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace*, Décembre 2005.
- [3] "Les courants harmoniques ", *Cours réalisé par le service formation, Hager*, version 6-2003.
- [4] A. Bouafia, " Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électroniques de puissance : application aux redresseurs à MLI ", *Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas- Sétif*, Octobre 2010.
- [5] V. S. Jordi "Solutions de filtrage pour l'amélioration de l'efficacité énergétique" *Cours de circutor Viladecavalls (Barcelone)*
- [6] " Harmoniques et convertisseurs de fréquence " Guide technique N°6 copyright 2012 FR 20.2.2012.
- [7] H.Besrour, " Puissances, Energies, Perturbations", *Présentation Chauvin Arnoux, Sometel*, pages 1-49.
- [8] "Elimination des harmoniques dans les installations", *APC Schneider Electric*, Edition 01/2012.
- [9] C. Collombet J. M.Lupin J. Schonek, "Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement ", *Schneider Electric, cahier technique n ° 152*, Septembre 1999.
- [10] C. Dewez, " Modélisation d'un filtre actif parallèle triphasé pour la dépollution harmonique et synthèse d'une commande basée sur le rejet de perturbations", *Thèse de Doctorat de l'université de Poitiers, France*, (2007).
- [11] F. Defay, "Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif", *Thèse de Doctorat, Université de Toulouse*, Décembre 2008.
- [12] E.Bettega & J.N.Fiorina, "Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs ", *Cahier technique n° 183. édition Janvier 2000*.

- [13] H. Fujita, T. Yamasaki, et al, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems ", *IEEE Transactions on power Electronics*, vol.15, N°2, p.215-222, (2000).
- [14] H.Akagi "Active harmonic filters " *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, N°. 12, December 2005
- [15] H. Abdelhamid, "Contribution à l'étude des filtres de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution", *Thèse de Doctorat, université de Québec*, Septembre 2010.
- [16] J.Xu, "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité ", *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy* 20 Janvier 1994.
- [17] L. Benchaita, " Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande ", *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy* 30 Octobre 1998.
- [18] R. Tounsi, "Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles ", *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, 30 Octobre 1999.
- [19] S.Srianthumrong, H. Fujita, et allali, "Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, n° I, p. 117-124. (2002).
- [20] M.A.E Allali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basses tension : automatisation des systèmes de puissance électrique", *Thèse de Doctorat, Université Louis pasteur Strasbourg*, Septembre 2002.
- [21] T. deflandre, M.phillipe, "Les harmoniques sur les réseaux électriques", *Electricité de France Direction des études et recherches, Edition Eyrolles* 1998.
- [22] M.M. Abdusalam, "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales" , *Thèse de Doctorat, Nancy université, faculté des sciences et techniques*, Mai 2008.

- [23] M. X. Wang, "Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel ", *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, 18 Décembre 1992.
- [24] Y. Pal, A. Swarup, et al. "A Review of compensating type custom power Devices for power quality improvement", *Conference on power System Technology and IEEE Power India Conference (Powercon)* p.1-8 (2008).
- [25] S. Bhattacharya, C.Po-Tai, et al. "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power application ", *IEEE Transactions on industrial Applications*, vol. 33, N° 3, p. 732-747,(1997).
- [26] Sukin, P., S. Jeong-Hyoun, K. Nam. "A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size", *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, p. 400-405. (1999).
- [27] H.Fujita, H.Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and Active filters ",*IEEE Trans.Ind Applicat*, Vol 27, N° 1020-1025,Nov/Dec.1991.
- [28] H. Fujita and H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems—Series connection of passive and active filters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, pp. 1020–1025, Nov/Dec. 1991.
- [29] D.Surech, S.P.Singh, "An improved hybrid active power filter for power quality improvement in three phase four wire system", *International journal of engineering science & advanced technology*, vol 3, issues 5, pp 251-258,Nov/Dec 2013.
- [30] H. Akagi, "Active and Hybrid Filters for Power Conditioning ", *IEEE ISIE, TU26-TU36*, (2000)
- [31] M.C.Benhbab, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure de tension: Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande ", *Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy-I* Décembre 2004.

- [32] M.C.Benhbabib ,S.Saadate, "New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame " *Electric power systems research*,vol.73,pp.353-362.(2005).
- [33] C. Madtharad, S.Premrudeepreechacham, "Active power filter for three phase four-wire electric system using neural networks ",*Electric power system research*, vol.60.pp 179-192,(2002)
- [34] M.takeda, K.Ikeda, Y.Tominaga, "Harmonic current and reactive power compensation with an active filter“, *In Conf. Rec. IEEE-PESC* 1988, pp. 1174-1179.
- [35] F.Z.Peng, H.Akagi, et A.Nabae, "A novel harmonic power filter“, *In Conf.Rec.IEEE-PESC*, 1988, pp.1151-1158.
- [36] F.Z.Peng, H.Akagi, et A.Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems-A combined system of shunt Passive, series active filters“, *IEEE Trans.Ind.Applicat*,vol 26,Nº.6pp.983-990,Nov./Dec.1990,also *In Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1988.
- [37] M.Rastogi, N.Mohan, et A.A.Edris , "Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems“, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vº 110,Nº.4,pp.1994-2000,October1995.
- [38] P.T.Cheng, S.Bhattacharya, & D.M.Divan , "Control of square-wave inverters in high power hybrid active filter systems“, *IEEE Trans.Ind.Applicat*, vol.34, Nº3,PP.458-472May/June 1998.
- [39] C.K.Duffey & R.P.Stratford, "Update of Harmonic Standard *IEEE-519*: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Supply System“, *IEEE/ IAS Petroleum and Chemical Industry Conference*, 1988.
- [40] S. Loudot, H. Pouliquen, T.Meynard, Y.Cheron, "Active current Filter for MV/HV Networks “, *Conférence EPE' 95*, vol.1, p.1159-1134, Séville (Espagne).
- [41] S. Srianthumrong, H .Akagi, "A Medium -voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid filter“, *IEEE Trans .on Industrial Application*, vol.39, Nº3, p.874-882, Mai/ Juin 2003.

- [42] R. Inzunza, H. Akagi, "A 6.6 KV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a power Distribution System", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol.20, N°4, Juillet 2005.
- [43] J. Faucher, "Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse*, Septembre 2006.
- [44] S. NIA, "Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel", *Thèse de Doctorat de l'I.N.P.L, Nancy, (France)* 1996.
- [45] R.Delphine, "Qualité de l'énergie" *Grenoble-INP, Ense3, G2Elab*, 2013/ 2014.
- [46] H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae, "Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters", *IEEE Trans. on Industry applications*, vol. 26, N°1 , pp. 93-98, 1990.
- [47] B.Sing ,K Alhaddad, A Chandra "A review of active filters for power quality improvement " ,*IEEE transactions on industrial Electronics*, vol 46 n° 5,pp 960-971,October 1999.
- [48] S. Jamali and S.A. Mousavi, "a new control scheme for shunt hybrid power " *Center of Excellence for Power System Automation and Operation Iran University of Science and Technology* , UPEC 2007
- [49] H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, vol. 54, no. 3, 2006.
- [50] B.Steve, "Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmonique en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique " *Thèse de Maitrise*, Mai 2007.
- [51] H.Akagi, Y.Kanazawa and A.Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits" *Proceding 1983 international power electronics conference.Tokyo, Japon*,pp.1375-1386.1983.
- [52] G.W. Chang, S. Tai-Chang, "A comparative study of active power filter reference compensation approaches", *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 2, pp. 1017- 1022, July 2002.

- [53] R. Ordonez, C. Karimi, M. Oueidat, D. Sadarnac, "Comparison of reference current generation techniques for non-active power compensation under distorted and unbalanced conditions", *IECON'06*, pp. 2297-2302, Nov. 2006.
- [54] S.R.D.Naoussi "Implantation de réseau neuromimétiques sur cible FPGA-Application à l'intégration d'un système de filtrage actif", *Thèse de Doctorat, université de Strasbourg, Novembre 2011*.
- [55] H.S. Song, H.G. Park, and K. Nam, "An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition", in *Proc. IEEE 30th annual power electronics specialist conference*, vol. 1, pp. 533–537, August 1999.
- [56] S.Bhattacharya., D.M.Divan, B.Banerjee , "synchronous reference frame harmonic isolator using series active filter", *Proceeding of the 4<sup>eme</sup> EPE conference*, Vol 3, pp 030-035, 1991.
- [57] J. Zeng, C. Yu, Q. Qi, Z. yan, Y. Ni, B.L. Zhang, S. Chen, F.Felix and Wu, "A nouvel hysteresis current control for active power filter with constant frequency ", *Electric Power System Research*, Vol. 68, pp 75-82, (2004).
- [58] A.F. Comsa, "Contribution à l'optimisation de la commande par hystérésis du moteur synchrone à aimants permanents", *Thèse de Doctorat de l'I.N.P.L, Nancy, France*, (1997).
- [59] J.Dixon , S.Tepper ,L.Moran, " Partiel evaluation of different modulation techniques, for current controlled voltage source inverters " *IEE Proceeding Electric power Applications* vol 143, N° 4,pp 301-306.1996.
- [60] S. Gusia, "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI, application aux actionnements électriques "Thèse de l'université catholique de Louvain, Septembre 2005.
- [61] A. Nabae, S. Ogasawara, & H. Akagi, "A novel control scheme for current controlled PWM inverters", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 22, No. 4, pp. 312-323, July/August 1986.
- [62] Zadeh, L. A, "Fuzzy Sets", *Information and Control*, 8, 338, 1965.

- [63] J. Yan, M. Ryan & J. Power, "Using fuzzy logic", *Prentice Hall International (UK)*, 1994.
- [64] Mamdani E. H, "Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant", *Proc. of IEE*, Vol. 121, No. 12, 1974.
- [65] E. Mamdani, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controllers", *Inter. Jour. one Man-Machine Studies*, Vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [66] F.Chevri, F Guély, "La logique flou", *Cahier technique N° 191 collection technique du groupe Schneider Mars* 1998.
- [67] T. Takagi, M. Sugeno, " Fuzzy identification of systems and its Applications to modeling and control", *IEEE Transactions on systems Man and cybernetics*, Vol. 15, N°1, 1985, pp116-132.
- [68] M.Diab, "Contrôle Flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques", *Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas Sétif 1*, Juillet 2010.
- [69] Zadeh, L. A, "A fuzzy algorithmic approach to the definition of complex or imprecise concepts", *Int. J. Man-Machine Studies*, pp: 249-291, 1976.
- [70] O. Guenounou, "Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé", *Thèse de Doctorat, Université de Toulouse III*, Avril 2009.
- [71] K.M.Passino, S.Yourkovitch , "Fuzzy control", *Addison Wesley Longman ,Inc* 1998.
- [72] T.J.Ross, "Fuzzy logic with engineering applications ", *Third edition, John Wiley & Sons, LTD* 2010.
- [73] A. Chaiba, " Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", *Thèse de Doctorat, Université de Batna*, Juillet 2010.
- [74] N.Talbi, " Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Non linéaires", *Thèse de Doctorat, Université de Constantine*, Février 2014.
- [75] A. M. Ibrahim, "Fuzzy logic for embedded systems applications", *Newness*, 2004.

- [76] L. Baghli, “ Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique flou, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques“, *Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-1*, Janvier 1999.
- [77] A.Rachdi, “Développement d’un réseau de neurones biologiques “ *Mémoire présenté à l’université de Laval* pour l’obtention du grade de maitre en sciences, Juillet 2001.
- [78] R.Brette, “Modèles Impulsionnels de Réseaux de Neurones Biologiques“ *Thèse de Doctorat, Ecole doctorale, Paris* 2003.
- [79] Y.Bennani, “Apprentissage par réseaux de neurones artificiels“, EPAT'14 : *École de Printemps sur l'Apprentissage artificiel* 2014 ,7-12 Juin 2014 Carry-le-Rouet (France)
- [80] A. Bechouche, “ Utilisation des techniques avancées pour l’observation et la commande d’une machine asynchrone : Application à une éolienne. “, *Thèse de Doctorat, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou*, 22 Avril 2013.
- [81] G. Idiou, “ « Régression et modélisation par les réseaux de neurones » “, *Thèse de Magister, Université Mentouri de Constantine*, Juin 2009.
- [82] M.Y.Touafak, “Amélioration de la stabilité transitoires des réseaux électrique par un contrôle neuro-flou des systèmes FACTS“, *Thèse de magister, Université Ferhat Abbas Sétif 1*, Janvier 2012.
- [83] A.Bezzini, “Commande prédictive non linéaire en utilisant les systèmes neuro-flous et les algorithmes génétiques“, *Thèse de Magister, Université Mohamed Khidher de Biskra*, Juin 2013.
- [84] D. Ould Abdeslam, “ Techniques neuromimetiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension“, *Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace* 08 Décembre 2005.
- [85] M. Nouresaadat, “ Etude des performances des réseaux de neurones dynamiques à représenter des systèmes réels : une approche dans l'espace d'état“, *Thèse de Magister, Université de Sétif 1*, Juillet 2009.

- [86] S. Chennai “Etude, Modélisation & commande des filtres actifs : Apport des techniques de l’intelligence artificielle“ Thèse de doctorat, *Université Mohamed khidher Biskra*, Septembre 2013.
- [87] R. Mahadouï, “Diagnostic industriel par neuro-flou-Application à un système de production“ Thèse de Magister, *Université Hadj lakhdhar Batna*, Mars 2007.
- [88] A. Krenker, J. Bester and A. Kos, “Introduction to the Artificial Neural Networks “, *University of Ljubljana Slovenia*, 2011.
- [89] B. Gosselin, “Application de réseaux de neurones artificiels à la reconnaissance automatique de caractères manuscrits“, *Thèse de Doctorat, Faculté Polytechnique de Mons*,96.
- [90] I.N. D.Silva et al , “ Artificial Neural Network Architectures and Training Processes“, *Springer International Publishing*, Switzerland, DOI 10.1007/978-3-319-43162-8\_2, 2017.
- [91] M. Salem<sup>1</sup>, D.E Chaouch, M. F. Khelfi, “Commande neuronale inverse des systèmes non linéaires“, *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP’ 03-04 November 2007*.
- [92] B. Widrow , M. Bilello, “Adaptive Inverse Control ,*Proceeding of the international symposium on intelligent control Chicago ,USA ,August 1993*.
- [93] Psaltis, D., A. Sideris et A. Yamamura, “Neural controllers“, *Proceedings of the International Conference on Neural Networks*. Vol. 4. San Diego. pp. 551–558, 1987.
- [94] D. Psaltis, A. Sideris, A. A. Yamamura, “A Multilayered Neural Network Controller“ , *IEEE Control Systems magazines*, April 1988.
- [95] Jordan, M.I, “Forward models: Supervised learning with a distal teacher“, *Cognitive Science* 16, 307–354, 1992.
- [96] D.Ould Abdeslam, “Logique flou et réseau de neurones pour la commande dans les systèmes électriques : Filtrage actif parallèle “, *Cours école doctorale, Université de haute Alsace France*, Avril 2009.

- [97] A. Hazzab, "Commande des systèmes par logique floue, réseaux neurones et algorithmes génétiques", *Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf*, Février 2006.
- [98] K. Kouzi, "Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif", *Thèse de Doctorat, Université Batna*, Mai 2008.
- [99] J. Kennedy , R. Eberhart, " Particle Swarm Optimization", *IEEE*, pp 1942-1948,1995.
- [100] A.Rioland, A.Eudes, " Optimisation par essaim particulière pour un problème d'ordonnancement et d'affectation de ressources", *Rapport de Projet 3ème année Modélisation et Calcul Scientifique, Institut Supérieur d'Informatique de Modélisation et de Leurs Applications Complexe des Cezeaux, Ubiere Cedex*, 2007.
- [101] N. Mencer "Contribution à l'optimisation de la puissance réactive en Présence de dispositifs de compensation dynamique (FATS), *Thèse de Magister, Université de Biskra*, Janvier 2012.
- [102] E.D. Abbas, "Perfectionnement des algorithmes d'Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en segmentation d'images et en électronique", *Thèse de Doctorat, Université Paris est* ,5 Décembre 2012.
- [103] J. Lepagnot, "Conception de métaheuristiques pour l'optimisation dynamique. Application à l'analyse de séquences d'images IRM", *Thèse de Doctorat, Université de Paris-Est*, Décembre 2011.
- [104] Y. Cooren, "Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'optimisation par essaim particulière - applications en génie médical et en électronique," *Thèse de Doctorat de l'Université Paris 12, Val de Marne*, 2008.
- [105] Y.Bekakra, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation " *Thèse de Doctorat, Université de Biskra* ,2014.
- [106] M.Bombrun, A.Sene, "L'optimisation par essaim particulière pour des problèmes d'ordonnancement", *Rapport 'ingénieurs, ISIMA*, 24 Mars 2011.

- [107] F. Douadi, "Méthodologie d'optimisation par les techniques intelligentes d'un contrôleur PID pour un system CSTR", *Mémoire de master*, Université Ferhat Abbas Sétif, Juin 2014.
- [108] B.Berbaoui, C.Benchaiba & R.Dhini "Design of optimal PI controller for Shunt Active Power Filter using Particle swarm optimization " *Journal of Scientific Research N° 0 vol. 2 (2010)*
- [109] Na He, D. Xu , L. Huang, " The Application of Particle Swarm Optimization to Passive and Hybrid Active Power Filter Design", *IEEE Transactions on industrial electronics* , Vol. 56, N°. 8, August 2009.
- [110] S.M.G.Kumar ,D. J Anoop, R.Kishan, "PSO based Tuning of a PID Controller for a High Performance Drilling Machine " ,*International Journal of Computer Applications (0975 - 8887) Volume 1 – No. 19,2010*
- [111] M. N .Alam, "Particle swarm optimization: algorithm and its codes in Matlab ", *ResearchGate*, June 2016.
- [112] J. Ji, H.Liu, G. Zeng, J. Zhang, "The Multi -objective Optimization Design of passive power Filter Based on PSO", *IEEE* 978-1-4577-0547-2/2012.

**Abstract:** The problem of harmonic pollution in distribution electrical networks is becoming more and more worrying with the increasing use of nonlinear loads. Several solutions are used, to improve the quality of distributed energy. Among them, the passive filters (PF). This solution, known for a long time is the most prevalent especially in high power and high voltage. However it presents drawbacks like its bulky size, limited compensation ability and susceptibility to resonance with the source impedance. We should also mention the active power filter (APF) which represents a better solution for these problems, but it also has the disadvantage of its high cost and design for industrial applications. These problems can be limited simultaneously by using the hybrid active power filter (HAPF). The aim of this thesis is to propose solutions to improve the power quality in the electrical network using hybrid active power filters (HAPF). To do this, we first presented the various disturbances that can occur in electrical networks, international standard norms, as well as traditional and modern pollution control solutions. In a second time, the study was focused on the pure active power filter (PAPF) and hybrid active power filter (HAPF), dedicated to the compensation of current harmonics of the source using three methods of identification of harmonic currents. Then to improve the performance of the hybrid active power filter (HAPF) we applied intelligent techniques for the regulation of DC voltage by using the fuzzy logic (FL) and artificial neural networks (ANN). At the end, another smart technique called particle swarm optimization (PSO) was introduced in order to optimize the gains  $K_p$  and  $K_i$  of the PI controller, the first optimized controller is used in the regulation of DC voltage, the second concerns the enslavement of phase angle used in the PLL. The algorithm of particle swarm optimization technique is programmed using Matlab, while simulations models are developed using Matlab / Simulink and SimPowerSystems Toolbox software. The results obtained from simulations show the effectiveness of the models proposed above.

**Keys words:** Passive filter (PF), Active power filter (APF), Hybrid active power filter (HAPF), Fuzzy logic (FL), Artificial neuron network (ANN), Particle swarm optimization (PSO), PI Controller.

ملخص: إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية في تفاقم مقلق مع تزايد استعمال الحملات غير الخطية. من بين الحلول لتحسين نوعية الطاقة الموزعة نذكر المصفاة الغير فعالة (PF) المعروفة منذ مدة و الأكثر استعمالا خاصة بالنسبة للطاقة العالية و الجهد العالي. غير إن لهذه الأخيرة عيوباً تتمثل في عدم تكيفها مع تغير ممانعة الشبكة و تغير الحمل و كذا إمكانية الرنين مع ممانعة الشبكة. نذكر أيضاً المصفاة الفعالة (FAP) والتي تعتبر من أنجع الحلول لمثل هذه المشاكل لكنها هي الأخرى لديها مساوئها المتمثلة في تكلفتها وتصميمها العالين في التطبيقات الصناعية. يمكن الحد في آن واحد من هذه المساوئ باستعمال المصفاة الفعالة الهجينة (FAPH). الهدف من هذه الرسالة هو اقتراح حلول لتحسين نوعية الطاقة في الشبكات الكهربائية باستخدام المصفاة الفعالة الهجينة (FAPH). للقيام بذلك قمنا أولاً بعرض مختلف الاضطرابات التي يمكن أن تحدث في شبكات الكهرباء والمعايير القياسية الدولية، فضلاً عن الحلول التقليدية والحديثة لمكافحة التلوث بالتوافقيات. بعدها ركزنا دراستنا على المصفاة الفعالة النقية (FAPP) و المصفاة الفعالة الهجينة (FAPH) لتعويض التيارات التوافقية باستعمال ثلاثة طرق لتحديد التيارات المرجعية. بعدها ومن أجل تحسين أداء المصفاة الفعالة الهجينة (FAPH) طبقنا طرقاً ذكية في تنظيم الجهد المستمر باستعمال المنطق الغامض (FL) وشبكات الخلايا العصبية الاصطناعية (ANN). في الأخير قدمنا تقنية أخرى من تقنيات الذكاء الاصطناعي و المتمثلة في التحسين بسرب الجزئيات (PSO) من أجل الحصول على أحسن القيم  $k_p$  و  $k_i$  لمعاملات المتحكمات من نوع PI. المتحكم الأول الذي قمنا بتحسينه يستعمل في تنظيم الجهد المستمر والثاني يخص زاوية الطور. لقد تمت برمجة خوارزمية تقنية سرب الجسيمات باستخدام (Matlab) بينما تم تطوير محاكاة النماذج باستخدام (Matlab / Simulink) و (SimpowerSystems Toolbox). أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها من المحاكاة فعالية النماذج المقترحة.

كلمات مفتاحية: المصفاة الغير فعالة (PF)، المصفاة الفعالة (FAP)، المصفاة الفعالة النقية (FAPP)، المصفاة الفعالة الهجينة (FAPH)، المنطق الغامض (FL)، شبكات الخلايا العصبية الاصطناعية (ANN)، التحسين بسرب الجزئيات (PSO)، المتحكم من نوع PI.