

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية
الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Électrotechniques

Spécialité : Commandes électriques

Par : Semcheddine yahia et Kacem youcef

Sujet

Étude et simulation d'un filtre actif de puissance parallèle à deux bras avec condensateur à point milieu utilisant une commande intelligente

Soutenu publiquement, le 10 / 06 / 2026, devant le jury composé de :

Mme BOURI Sihem	MCA	Université de Tlemcen	Président
Mr. BRIKCI NIGASSA Mohammed Amine	MAA	Université de Tlemcen	Examineur
Mr. BENHABIB Mohamed Choukri	Professeur	Université de Tlemcen	Encadrant

Année universitaire : 2025 /2026

Dédicace 1

*J*e dédie ce travail à :

À mes parents et mes frères qui m'ont épaulé tout au long de ces années d'études.

À mes proches amis, Abdelmadjid Touabia, Ramzi Chaouak, Seif El Islem Defar et particulièrement mon binome Kacem Youcef, dont le soutien indéfectible et l'engagement commun ont rendu possible la réalisation de ce travail..

À mes amis, ma famille et tous ceux qui m'ont soutenu sans cesse.

SEMCHEDDINE YAHIA

Dédicace 2

*J*e dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents, pour leur amour, leur soutien et leurs sacrifices tout au long de mon parcours.

À mes chers frères et ma famille, pour leurs encouragements permanents.

À mon binôme « SEMCHEDDINE YAHIA »

À mes amis et à toutes les personnes qui ont cru en moi et m'ont soutenue de près ou de loin.

Enfin, à tous ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire.

KACEM YUCEF

Remerciements

Nous sommes reconnaissants envers Allah, le Très-Haut, le Miséricordieux, de nous avoir éclairés sur ce que nous ne savions pas, de nous avoir accordé la santé et tout ce qui était indispensable pour mener à bien ce mémoire.

Le présent rapport expose les résultats de notre projet de fin d'études de Master, élaboré au Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bakr Belkaïd-Tlemcen.

Nous tenons à souligner notre reconnaissance particulière envers Monsieur BENHABIB Mohamed Choukri qui nous a guidés tout au long de ce travail, pour sa présence constante et ses précieux conseils qui nous ont permis de réaliser avec succès ce mémoire.

Nous tenons à souligner l'honneur que nous a accordé Madame BOURI Sihem, en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Nous tenons aussi à exprimer notre gratitude à Monsieur BRIKCI NIGASSA Mohammed Amine, pour avoir consenti à évaluer ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble de l'équipe technique du Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen, ainsi que tous nos enseignants qui nous ont instruits pendant nos études.

Nous sommes également reconnaissants à tous ceux qui, de manière directe ou indirecte, ont apporté leur aide et donc ont participé à la réussite de ce travail.

Table des matières

Dédicace 1	I
Dédicace 2	II
Remerciements	III
Glossaire	1
Nomenclature	1
Table des figures	2
Liste des tableaux	3
Introduction générale	4
Chapitre I : Fondements de la qualité de l'énergie électrique	6
Introduction	7
I.1. Principes de la qualité de l'énergie	7
I.1.1. Comprendre les harmoniques	7
I.1.2. Nuisances causées par les harmoniques	8
I.1.2.1. Effets instantanés (court terme)	8
I.1.2.2. Effets différés (à long terme)	9
I.1.2.3. Coûts et impacts économiques	9
I.1.3. Paramètres de quantification des perturbations harmoniques	9
I.1.3.1. Taux de distorsion harmonique (THD)	9
I.1.3.2. Facteur de puissance	10
I.2. Solutions de filtrage	10
I.2.1. Solutions classiques	10
I.2.2. Solutions moderne - Filtres Actifs de Puissance	12
Conclusion	14
Chapitre II: Stratégies de commande et de régulation pour les filtres actifs de puissance parallèles à deux bras à point milieu.	15
Introduction	16
II.1. Structure et principe des filtres actifs de puissance parallèles à deux bras à point milieu (FAPP2BPM)	16
II.2. Stratégies de commande pour la compensation des harmoniques	17
II.2.1. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées (PQ)	17
II.2.2. Commande basée sur la méthode du repère tournant (DQ)	18
II.2.3. Commande basée sur la méthode du repère tournant (DQ) utilisant les filtres multi-variables	19
II.3. Description des éléments constituant ces trois stratégies de commande	19
II.3.1. Filtre Passe haut	19
II.3.2. Filtre à base de réseau de neurones (Adaline)	20
II.3.3. Dispositif de Verrouillage de Phase (PLL)	21
II.3.4. Régulateur PI à logique floue	22
II.3.5. Régulateur adaptatif à base de logique floue	23

II.3.6. Régulateur PI à base de réseau de neurones	25
II.3.7. Optimisation des gains du régulateur PI par algorithme génétique pour la régulation du bus continu	27
Conclusion	30
Chapitre III :Validation par simulation des stratégies de commande pour FAPP à deux bras à point milieu	31
Introduction	32
III.1. FAPP à trois bras classique	32
III.2. FAPP2BCP utilisant l'hystérésis	35
III.3. FAPP2BCPMutilisant la MLI	38
III.4. FAPP2BCPMutilisant commande discrète	40
III.5. FAPP2BCPMutilisant l'hystérésis et la régulation par logique floue	43
III.6. FAPP2BCPMutilisant la MLI et la régulation par logique floue	46
III.7. FAPP2BCPMutilisant la logique floue pour la régulation et le réseau de neurones pour le filtre	48
III.8. FAPP2BCPMutilisant la réseau de neurones pour la régulation et multi-variable pour le filtre	50
III.9. FAPP2BCP utilisant le réseau de neurones pour la régulation et le filtrage	52
III.10. FAPP2BCP utilisant un filtre multi-variable et un PI de type réseau de neurones dans la PLL	54
III.11. FAPP2BCP utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type logique floue et un PI de type réseau de neurones dans la PLL	56
III.12. FAPP2BCP utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type logique floue et un PI de type réseau de neurones dans la PLL	58
III.13. FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type réseau de neurones et un PI de type logique floue dans la PLL	60
III.14. FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type logique floue et un PI de type logique floue dans la PLL	62
III.15. FAPP2BCPM utilisant une régulation du condensateur par un PI de type Algorithme génétique	64
Récapitulation	66
Conclusion	67
Conclusion générale	68
Référence bibliographique	69

Glossaire

FPB : filtre passe bas.

FPH : filtre passe haut.

FAPP : Filtre Actif de Puissance Parallèle .

FMV : Filtre Multi Variables.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

SRF : théorie du référentiel lié au synchronisme .

THD : Taux de Distorsion Harmonique .

FFT : Fast Fourier Transformer.

CEI : Commission Électrotechnique Internationale.

Nomenclature

i_s : Courant de la source .

V_s : Tension de la source .

i_c : Courant de la charge .

i_f : Courant injecté par le filtre.

V_f : Tension imposée par l'onduleur .

K : constante du FMV.

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

C_{dc} : Condensateur de stockage.

R_s : Résistance de court-circuit de réseau .

L_s : Inductance de court-circuit de réseau .

R_c : Résistance de ligne.

L_c : Inductance de ligne.

R_d : Résistance de la charge .

L_d : Inductance de la charge .

R_f : Résistance de filtre de sortie.

L_f : Inductance de filtre de sortie .

P : Puissance instantanée active q .

q : Puissance instantanée réactive .

$\tilde{p}, \tilde{q}$: Puissance alternative liées à la somme des composantes harmonique du courant.

K_p, K_i : Les termes du correcteur PI .

ω_c : Fréquence de la coupure.

Table des figures

Figure I.1 : Harmonique et inter-harmonique.	8
Figure I.2 : Filtre résonnant	11
Figure I.3 : Filtre amorti	11
Figure I.4 : Structure d'un filtre actif de puissance série	12
Figure 1.5 : Structure d'un filtre actif de puissance parallèle	13
Figure I.6 : Structure d'un UPQC	13
Figure II.1 : Filtre actif de puissance à deux bras à point milieu	17
Figure II.2 : Stratégie de commande PQ	18
Figure II.3 : Stratégie de commande d-q	18
Figure II.4 : Stratégie de commande d-q utilisant un filtre multi-variable	19
Figure II.5 : Filtre à réseau de neurones de type Adaline [	20
Figure II.6 : Schéma de la P.L.L	21
Figure II.7 : Structure du régulateur PI floue.	23
Figure II.8 : Fonctions d'appartenance utilisées lors de la fuzzification	24
Figure II.9 : Schéma Matlab du régulateur PI adaptative floue	25
Figure II.10 : Structure globale du régulateur PI à base de réseau de neurones	26
Figure II.11 : Régulateur PI par réseau de neurones	26
Figure II.12 : Architecture du réseau de neurones	27
Figure III.1 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP à 3 bras.	33
Figure III.2 : Résultats de simulation d'un FAPP à trois bras utilisant une commande PQ classique	34
Figure III.3 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP2BCPM utilisant la commande PQ.	36
Figure III.4 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par hystérésis utilisant une commande PQ classique	37
Figure III.5 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande PQ classique	39
Figure III.6 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP2BCPM utilisant la commande DQ ayant un Filtre multi-variable	41
Figure III.7 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec filtre Multi-variable	42
Figure III.8 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP2BCPM utilisant la commande DQ ayant un Filtre classique.	44
Figure III.9 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par Hystérésis utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue	45
Figure III.10 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue	47
Figure III.11 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue et l'utilisation d'un filtre de type réseau de neurones Adaline	49
Figure III.12 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ.avec une régulation par réseau de neurones et l'utilisation d'un filtre multi-variable	51

Figure III.13 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones Adaline pour le filtre et l'utilisation d'un PI à base de réseau de neurones	53
Figure III.14 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones pour la PLL et l'utilisation d'un filtre multi6variable	55
Figure III.15 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par logique floue	57
Figure III.16 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi variable et la régulation PI du condensateur par réseau de neurones	59
Figure III.17 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande ?DQ avec une régulation par logique floue pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par réseau de neurones	61
Figure III.18 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par logique floue	63
Figure III.19 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande PQ avec une régulation PI du condensateur par algorithme génétique	65

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Règles d'inférence du régulateur PI floue.	23
Tableau II.2 : Règles du régulateur floue adaptatif	24
Tableau récapitulatif	63

Introduction générale

Les réseaux électriques ont pour rôle essentiel d'assurer une alimentation électrique de qualité aux usagers. Une telle qualité correspond à une tension sinusoïdale dont la fréquence reste constante. Or, le développement récent de l'électronique de puissance a transformé le fonctionnement du réseau électrique. De nombreuses charges non linéaires sont apparues : redresseurs, variateurs de vitesse pour l'industrie, et ordinateurs. Ces dispositifs produisent un problème majeur : la pollution harmonique. Lorsqu'ils traversent les impédances du réseau, ces courants perturbent la tension au point de connexion commun (PCC). [1], [2] et [3]

Cette déformation de la tension crée des fréquences multiples de la fondamentale appelées harmoniques. Ces perturbations entraînent plusieurs conséquences graves : une surchauffe des câbles et des transformateurs, des vibrations dans les machines tournantes, des dysfonctionnements des équipements sensibles et une réduction de la durée de vie du matériel. Pour limiter ces risques, les normes internationales imposent désormais aux utilisateurs de maintenir leur taux de distorsion harmonique (THD) inférieur à 5 %. [1] et [2]

Traditionnellement, on traite ces perturbations avec des filtres passifs (circuits LC). Cette solution est économique mais présente des limites importantes : encombrement, manque de flexibilité face aux variations de charge et risque de résonance avec le réseau. Cette résonance peut aggraver la pollution au lieu de la réduire. Face à ces problèmes, le filtre actif de puissance parallèle (FAP) est devenu la technologie la plus efficace. Ce système utilise une compensation dynamique. Il détecte les harmoniques de la charge en temps réel et injecte dans le réseau des courants identiques mais de phase opposée. La pollution est ainsi éliminée à sa source. [1], [2], [4], [5] et [6]

Ce mémoire vise à analyser l'impact des régulateurs PI classique et/ou intelligente et du filtre d'extraction sur la commande des filtres actifs parallèles à deux bras à point milieu.

Nous comparerons deux approches pour déterminer les courants de référence :

1. Les méthodes classiques, qui associent le régulateur PI et le filtre de Butterworth aux stratégies de commande par puissances instantanées (théorie DQ) ou par repère synchronisé (d-q).
2. Les méthodes intelligentes, basées sur les réseaux de neurones, la logique floue et les algorithmes génétiques.

Enfin, nous comparerons les performances des régulateurs intelligents étudiés.

Le mémoire est structuré en trois chapitres :

3. Le premier chapitre pose les fondements de la qualité de l'énergie électrique.
4. Le deuxième détaille les stratégies de commande et de régulation des filtres actifs parallèles à point milieu.
5. Le troisième expose les résultats des simulations et leur analyse.

Chapitre I :

Fondements de la qualité de l'énergie électrique

Introduction

L'électronique de puissance a beaucoup évolué. Cela a amené beaucoup d'appareils non linéaires dans les réseaux électriques. On y trouve des variateurs de vitesse, des onduleurs, des appareils ménagers et des ordinateurs. Ces appareils sont très utiles, mais ils créent des courants irréguliers. Cela produit une pollution appelée « harmoniques ». Cette pollution nuit à la qualité de l'électricité. Ces problèmes causent de gros dégâts : les équipements chauffent trop, les machines vibrent et les systèmes de sécurité se déclenchent par erreur.

Pour protéger le réseau, des règles internationales strictes (comme IEEE et CEI) imposent des limites à cette pollution. Avant, nous utilisions des filtres passifs. Mais comme ils ont des limites, nous utilisons maintenant le Filtre Actif de Puissance Parallèle (FAPP). Ce filtre (FAPP) corrige les harmoniques en temps réel en envoyant un courant harmoniques opposé au courant de charge. Ce chapitre va analyser la structure, le modèle et l'efficacité de ces systèmes pour nettoyer le réseau électrique.

I.1. Principes de la qualité de l'énergie

Un réseau électrique idéal doit fournir une tension sinusoïdale parfaite. Or, les appareils modernes perturbent cette forme d'onde, ce qui dégrade la qualité de l'énergie. Il est donc nécessaire de comprendre l'origine de ces perturbations, leurs effets et les solutions pour y remédier.

I.1.1 Comprendre les harmoniques

L'énergie électrique idéale est fournie sous forme de tensions sinusoïdales triphasées équilibrées, à une fréquence fondamentale de 50 ou 60 Hz. Cependant, le développement de l'électronique de puissance a introduit des charges non linéaires. Ces appareils consomment des courants non sinusoïdaux, ce qui déforme l'onde électrique et affecte la tension aux points de connexion.

Physiquement, les harmoniques sont des ondes sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale (par exemple : 250 Hz pour la cinquième harmonique). On distingue également les inter-harmoniques, dont les fréquences ne sont pas des multiples exacts de la fréquence fondamentale. Ces derniers sont souvent générés par des

équipements à charge variable, comme les fours à arc électrique ou les cyclo-convertisseurs [2], [8], [7] et [9] (voir la figure I.1).

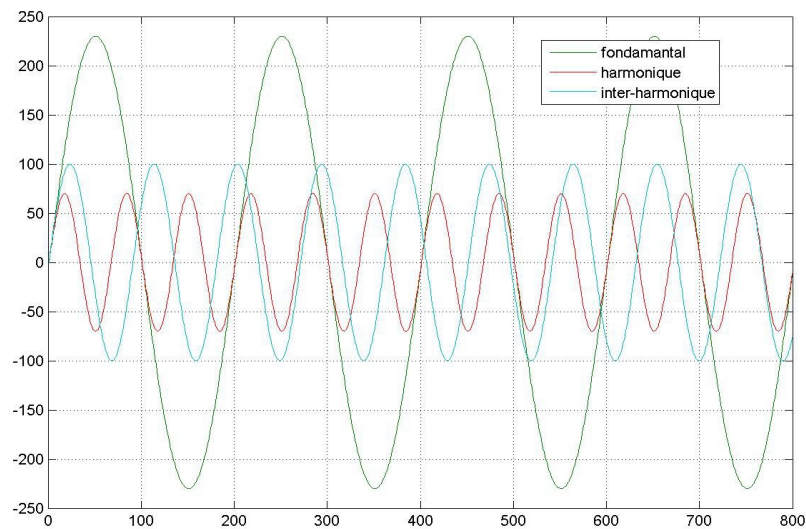


Figure I.1 : Harmonique et inter-harmonique.

Pour mesurer cette pollution, nous utilisons le Taux de Distorsion Harmonique (THD). Cet indicateur compare la valeur efficace de tous les harmoniques à celle de la fréquence fondamentale. Nous analysons également le Facteur de Puissance, qui mesure le rapport entre la puissance active utile et la puissance apparente totale. La présence d'harmoniques réduit ce facteur, ce qui indique une perte d'efficacité énergétique [2] et [7].

I.1.2. Nuisances causées par les harmoniques

Les effets des harmoniques se classent en trois catégories selon leur apparition dans le temps :

I.1.2.1. Effets instantanés (court terme)

Ces effets perturbent directement le fonctionnement des appareils. La distorsion de la tension gêne les équipements qui utilisent le passage par zéro du signal pour se synchroniser, ce qui fausse leur timing. De plus, les harmoniques créent des bruits et des vibrations dans les transformateurs et les moteurs, à cause de forces magnétiques irrégulières. Ils peuvent aussi provoquer des déclenchements intempestifs des disjoncteurs et réduire la précision des instruments de mesure [2] et [7].

I.1.2.2. Effets différés (à long terme)

Le problème principal est d'ordre thermique. Le passage de courants harmoniques augmente les pertes par effet Joule dans les câbles, les transformateurs et les condensateurs, ce qui cause une surchauffe [2] et [7]. Cette chaleur excessive abîme les isolants, accélère le vieillissement du matériel et réduit leur durée de vie. Dans les réseaux triphasés, les harmoniques de rang 3 s'additionnent dans le fil neutre. Si ce fil n'est pas assez épais, il peut surchauffer et fondre [2] et [7].

I.1.2.3. Coûts et impacts économiques

Au-delà des pannes, la pollution harmonique engendre des coûts supplémentaires. Elle oblige à surdimensionner les installations (utiliser des câbles plus épais et des transformateurs plus puissants) et réduit le facteur de puissance. Cela entraîne un gaspillage d'énergie et peut provoquer des pénalités financières sur la facture d'électricité [2] et [1].

I.1.3. Paramètres de quantification des perturbations harmoniques

Pour évaluer la pollution harmonique, nous utilisons plusieurs grandeurs physiques. Les plus importantes sont décrites ci-dessous [2], [10] et [11].

I.1.3.1. Taux de distorsion harmonique (THD)

Cette analyse suppose que la tension de la source est parfaitement sinusoïdale, tandis que le courant absorbé par la charge contient des harmoniques indésirables. Le THD mesure la déformation de l'onde de courant causée par ces harmoniques.

Le taux d'harmonique de rang h (S_h) Il représente le rapport entre la valeur efficace de l'harmonique de rang h et celle du fondamental :

$$S_h = \frac{I_h}{I_1} \quad (I.1)$$

Où :

I_1 est la valeur efficace du courant fondamental.

I_h est la valeur efficace de l'harmonique de rang h .

Le taux total de distorsion harmonique (THD) c'est l'indicateur le plus utilisé pour mesurer le contenu harmonique global d'un signal :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (I.2)$$

Il est important de noter que l'intensité des harmoniques diminue généralement lorsque la fréquence augmente. En effet, l'effet de peau et les inductances des lignes atténuent fortement les harmoniques de haute fréquence. Dans les réseaux électriques, on considère généralement les harmoniques jusqu'à 2 kHz, soit du rang 2 au rang 40 environ [2].

I.1.3.2. Facteur de puissance

Pour une onde sinusoïdale pure, le facteur de puissance est simplement le rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S). Cependant, en présence d'harmoniques, la puissance apparente augmente car elle inclut la distorsion du courant. Le facteur de puissance global F_p doit alors tenir compte de cette distorsion [10] et [11]. Il se calcule ainsi :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.3)$$

Où :

P est la puissance active.

Q est la puissance réactive.

D est la puissance déformante.

I.2. Solutions de filtrage

Le développement des solutions pour lutter contre la pollution harmonique a suivi une évolution technologique majeure : on est passé de techniques passives et fixes à des systèmes actifs, adaptatifs et intelligents [7].

I.2.1. Solutions classiques

À l'origine, l'objectif n'était pas de supprimer les harmoniques, mais d'adapter le réseau pour qu'il puisse les supporter [7].

- **a) Surdimensionnement** : Cette méthode consiste à « coexister » avec la pollution. Nous augmentons la taille des composants de l'installation (câbles, transformateurs, disjoncteurs), et particulièrement le fil du neutre. Cela permet de résister à la surchauffe causée par l'augmentation du courant efficace [7].

- **b) Filtrage passif :** Cette technique consiste à installer, avant la charge, un ou plusieurs circuits conçus pour éliminer les harmoniques indésirables. On utilise principalement deux types de filtres [2] :
 - **Le filtre résonnant :** Utilisé pour supprimer une fréquence spécifique, ce filtre est composé d'un circuit RLC (Résistance, Inductance, Capacité) réglé sur cette fréquence. Il est connecté en parallèle sur le circuit pour offrir une forte sélectivité (voir Figure I.2) [2].

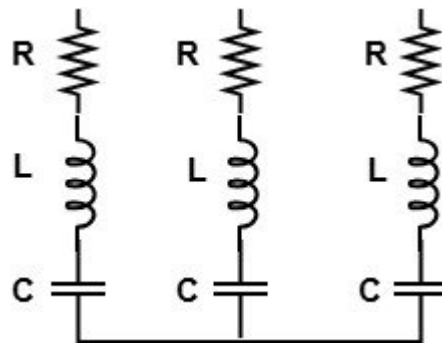


Figure I.2 : Filtre résonnant

- **Le filtre amorti :** Pour réduire une large gamme de fréquences, on préfère un filtre amorti du second ordre (voir Figure I.3). Il est constitué d'une capacité en série, associée à une inductance et une résistance montées en parallèle. La résistance sert à amortir le filtre. La conception de ces filtres dépend des harmoniques à supprimer et de la nature du réseau. Cette méthode est généralement plus efficace pour éliminer les harmoniques de rang élevé que ceux de rang inférieur [2].

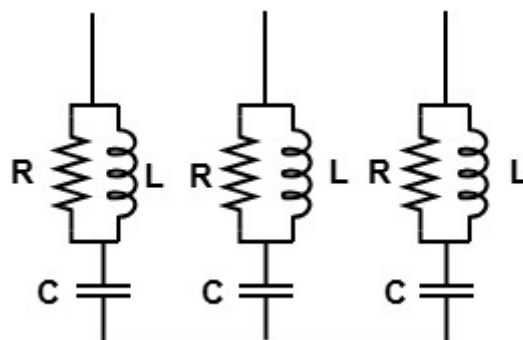


Figure I.3 : Filtre amorti

I.2.2. Solutions moderne - Filtres Actifs de Puissance

Un important changement s'est produit grâce aux progrès de l'électronique de puissance. Il est devenu possible de créer des équipements à base d'électronique de puissance capables d'injecter des courants harmoniques en opposition de phase pour annuler les harmoniques [7] et [1]. La première génération de filtres actifs de puissance parallèles est apparue dans les années soixante dix. En 1977, un prototype à thyristors a été développé [2] et [1], mais il générait lui-même de la pollution à sa fréquence de commutation [2] et [1]. Dans les années 1980, l'introduction des composants GTO et IGBT a permis de travailler à des fréquences de commutation plus élevées. Associés à la modulation de largeur d'impulsion (MLI), ces composants ont rendu possible la création d'onduleurs capables de suivre avec précision les courants de référence [7], [2] et [8]. L'évolution du filtrage actif de puissance a été accélérée par de nouvelles stratégies d'identification. En 1983, le Pr. Hirofumi Akagi a proposé la théorie des puissances instantanées (théorie DQ). Cette approche permet de détecter les harmoniques en temps réel, sans avoir recours aux calculs lourds des transformations de Fourier. Elle facilite ainsi la compensation simultanée des harmoniques de courant et de l'énergie réactive [7], [2], [8] et [9].

Il existe plusieurs façons d'installer un filtre actif de puissance selon le problème à résoudre. Voici les quatre principales configurations :

- a) **Le filtre actif de puissance série** : Ce filtre fonctionne comme une source de tension. Il s'oppose aux perturbations venant du réseau (creux de tension, déséquilibres, harmoniques) ainsi qu'à celles créées par l'impédance du réseau. Grâce à lui, la tension reçue par la charge protégée reste strictement sinusoïdale [7]. (Voir Figure I.4 : Structure d'un filtre actif série)

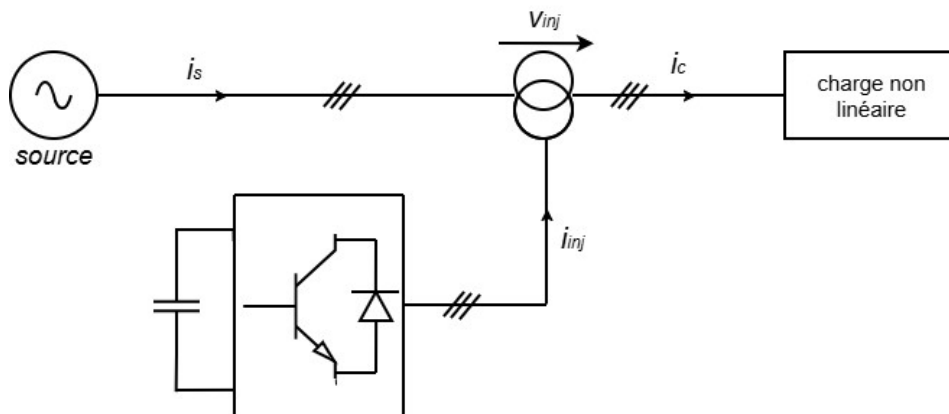


Figure I.4 : Structure d'un filtre actif de puissance série

b) **Le filtre actif de puissance parallèle** : Également appelé compensateur « Shunt », ce filtre est branché en parallèle avec le réseau [7]. Son rôle est d'éliminer les harmoniques générés par la charge polluante. Le système analyse d'abord la charge pour identifier les perturbations, puis l'onduleur injecte un courant en opposition de phase sur le réseau. Résultat : le courant devient sinusoïdal. Si le filtre compense aussi l'énergie réactive, le courant est parfaitement synchronisé avec la tension au point de connexion [4]. (Voir Figure I.5 : Structure d'un filtre actif parallèle)

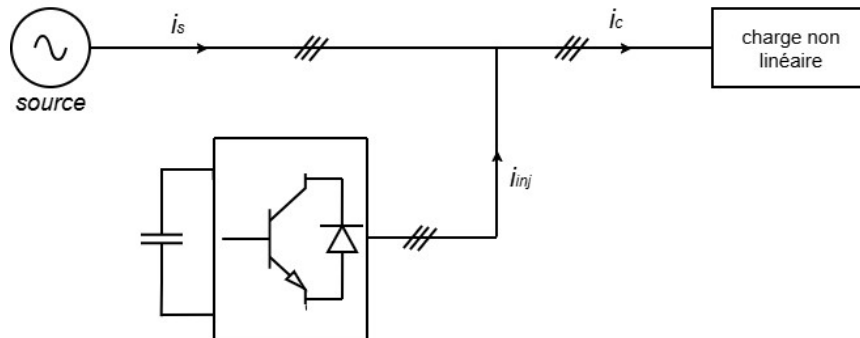


Figure I.5 : Structure d'un filtre actif de puissance parallèle

c) **Le conditionneur unifié de qualité d'énergie (UPQC)** : L'UPQC (Unified Power Quality Conditioner) combine les avantages des filtres actif de puissance série et parallèle dans une seule configuration « série-parallèle » [7]. Il permet d'obtenir à la fois une tension et un courant sinusoïdaux, même si le réseau d'entrée est perturbé. Techniquement, l'UPQC est composé de deux onduleurs reliés par un bus continu (un condensateur) :

- Le premier onduleur est branché en parallèle avec le réseau.
- Le second onduleur est branché en série sur la ligne. Cette combinaison assure une protection complète de la qualité de l'énergie [7]. (Voir Figure I.6 : Structure d'un filtre UPQC)

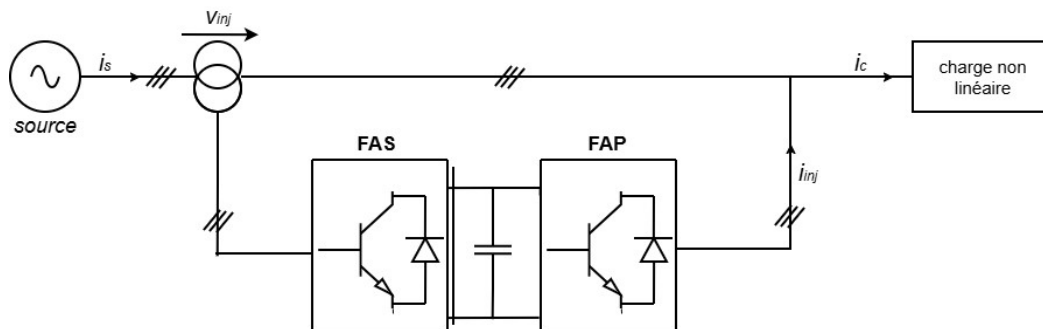


Figure I.6 : Structure d'un UPQC

d) **Le filtre hybride** : Cette solution associe des éléments passifs (Filtre passif) et d'un filtre actif de puissance. L'objectif est de profiter des avantages des deux technologies : la robustesse du passif et la précision de l'élimination des harmoniques de courant et/ou de tension du filtre actif de puissance. En combinant un filtre actif de puissance de faible puissance avec des filtres passifs, on réduit le volume et le coût global du système, tout en maintenant une bonne efficacité de filtrage [7].

Conclusion

En conclusion, gérer les harmoniques est très important car elle est la cause de beaucoup de problème. D'un autre côté, ce chapitre montre que les anciennes méthodes, comme le filtrage passif, ne suffisent plus. Elles sont trop rigides et peuvent créer des problèmes de résonance face aux charges actuelles.

Le Filtre Actif de Puissance Parallèle (FAPP) est une des meilleures solutions. Il s'adapte facilement aux changements de charge sans avoir à modifier l'installation existante. Cependant, pour qu'il fonctionne bien, il faut deux choses : modéliser correctement l'onduleur et choisir la bonne méthode d'extraction des harmoniques. Cela permet d'avoir un système rapide et efficace pour atténuer ces harmoniques dans le réseau électrique.

Chapitre II :
Stratégies de commande et de régulation pour les
filtres actifs de puissance parallèles à deux bras à
point milieu

Introduction

Ce chapitre présente les stratégies de commande, de filtrage et de régulation utilisées par les filtres actifs de puissance parallèles (FAPP) à deux bras à point milieu. L'objectif principal de ces FAPP est d'éliminer les harmoniques de courant et la puissance réactive générés par les charges non linéaires. Ils y parviennent en injectant des courants en phase opposée.

Le bon fonctionnement de ces FAPPs repose sur deux étapes essentielles. La première étape consiste à identifier les courants de référence. Cette identification utilise plusieurs méthodes. Parmi elles, on trouve la théorie de la puissance instantanée (DQ) et la méthode du repère tournant (d-q). La seconde étape concerne la sélection des différents régulateurs. Il s'agit du régulateur du courant injecté, du régulateur des condensateurs, du régulateur de la PLL pour la méthode (d-q), ainsi que du filtre utilisé pour extraire correctement les harmoniques de courant. Ces éléments, intégrés dans la commande, permettent de générer des courants harmoniques qui annuleront ceux produits par les charges non linéaires.

Chaque élément sera étudié en détail. Deux approches seront comparées. La première utilise des méthodes classiques, telles que les régulateurs PI et les filtres de Butterworth. La seconde emploie des méthodes intelligentes, comme les réseaux de neurones, la logique floue et les algorithmes génétiques.

II.1. Structure et principe des filtres actifs de puissance parallèles à deux bras à point milieu (FAPP2BPM)

Le FAPP2BPM est un onduleur triphasé composé de deux bras de commutation partageant un point milieu commun aux deux condensateurs (Figure II.1) pour le troisième bras relié à la troisième phase du réseau électrique. Cette architecture permet de compenser les harmoniques de courant et la puissance réactive tout en réduisant le nombre de composants par rapport aux structures classiques. Cependant, cette topologie impose une gestion rigoureuse de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs pour garantir la stabilité du point milieu et la qualité des courants injectés. Elle est particulièrement adaptée aux applications triphasées à trois fils. De nombreuses études, notamment celles qui ont été simulées dans des mémoires précédents tels que [7] et [9], ont démontré son efficacité en termes de compensation des harmoniques de courant.

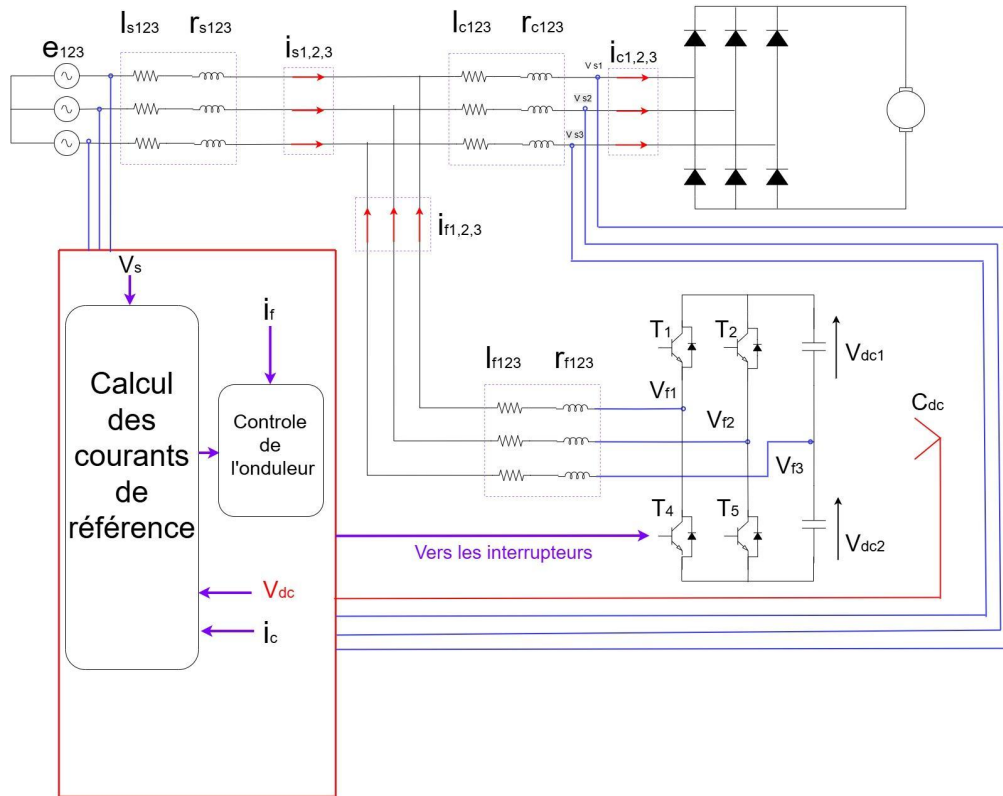


Figure II.1 : Filtre actif de puissance à deux bras à point milieu

II.2. Stratégies de commande pour la compensation des harmoniques

Pour assurer un fonctionnement correcte des filtres actifs de puissance (FAP) parallèles en générale, que ce soit pour le FAP a 3 bras ou le FAP à deux bras à point milieu, il est essentiel de générer des courants de référence précis. L'objectif de ces courants est d'injecter, en opposition de phase, les composantes harmoniques et réactives produites par les charges non linéaires, afin de les annuler au point de connexion. Deux approches dominantes sont utilisées pour cette détection : la théorie de la puissance instantanée (méthode PQ) et la méthode du repère tournant (méthode d-q).

II.2.1. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées (PQ)

La théorie de la puissance instantanée (PQ) opère dans le domaine temporel en calculant les puissances instantanées. Elle convient aux systèmes triphasés équilibrés ou déséquilibrés, avec ou sans neutre, et reste applicable tant en régime permanent qu'en régime transitoire. La théorie de cette méthode de commande a été décrite en détail dans les mémoires précédents [7] et [9]. La figure suivante présente l'ensemble de la commande.

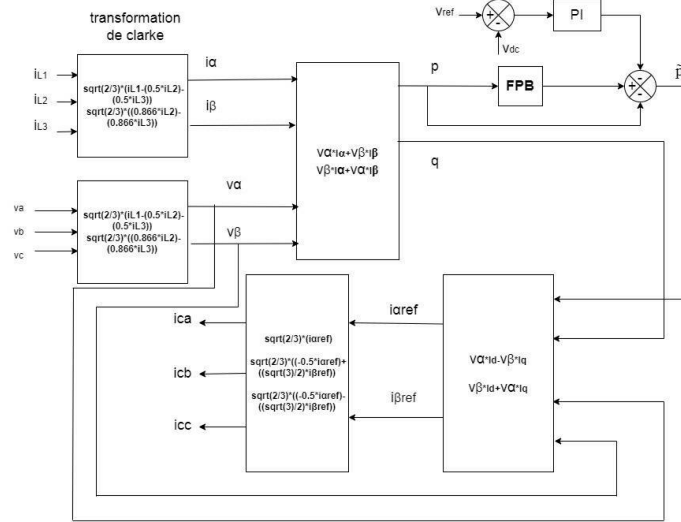


Figure II.2 : Stratégie de commande PQ

II.2.2. Commande basée sur la méthode du repère tournant (DQ)

La méthode du repère tournant, également appelée référentiel lié au synchronisme (SRF), constitue une alternative à la théorie de la puissance instantanée (PQ). Son principe repose sur la conversion des grandeurs triphasées alternatives en grandeurs continues dans un repère en rotation. Grâce à une Boucle à Verrouillage de Phase (PLL) qui synchronise ce repère avec la tension du réseau, la composante fondamentale du courant est transformée en une valeur continue, tandis que les harmoniques de courant deviennent des signaux alternatifs. Cette séparation facilite grandement l'extraction des composantes à compenser, même en présence d'harmoniques de tension dans le réseau électrique. Les principes théoriques de cette méthode de commande ont aussi déjà été détaillés dans des travaux antérieurs [7] et [9]. La figure ci-dessous illustre le schéma complet de la commande.

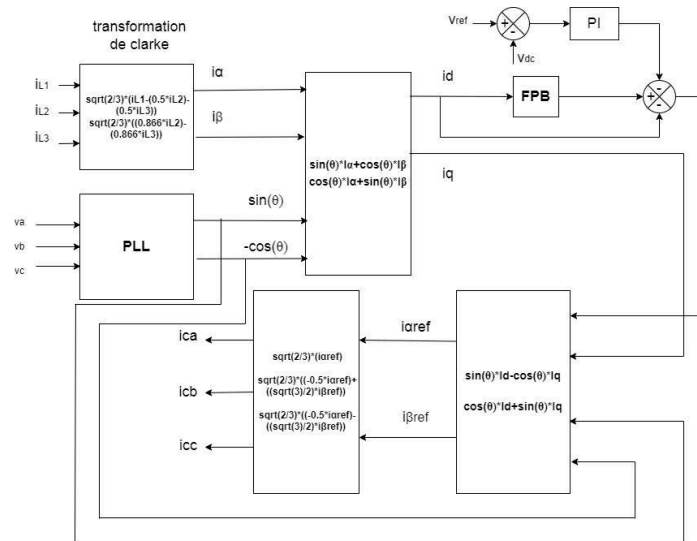


Figure II.3 : Stratégie de commande d-q

II.2.3. Commande basée sur la méthode du repère tournant (DQ) utilisant les filtres multi-variables

La méthode basée sur la théorie (d-q) utilise classiquement un filtre de Butterworth pour l'extraction des composantes continues. Toutefois, il est possible de remplacer ce filtre par une approche alternative, telle que le filtre multi-variable proposé par [12]. Cette structure s'insère dans la chaîne de traitement, entre les courants dans le repère (α - β) et le calcul des courants le repère (DQ), afin d'améliorer la séparation des composantes harmoniques. Cette théorie a déjà été présentée dans d'autres travaux passés [7], [9], [12] et [13]. La figure suivante montre le fonctionnement global de la stratégie de commande.

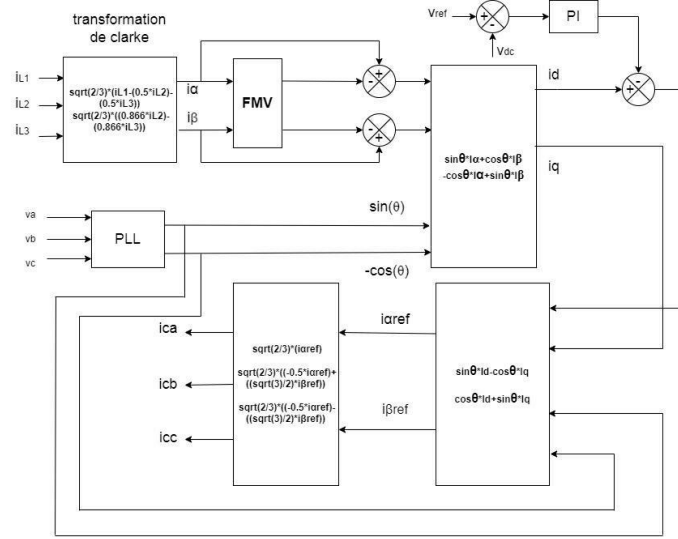


Figure II.4 : Stratégie de commande d-q utilisant un filtre multi-variable

Remarque : Les trois commandes présentées ci-dessus sont applicables au FAP à trois bras et au FAPP2BPM, mais la troisième phase n'est pas utilisée dans le FAPP2BPM.

II.3. Description des éléments constituant ces trois stratégies de commande

Les trois stratégies présentées précédemment partagent plusieurs composants communs, tels que les régulateurs PI, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou l'hystérésis. Cependant, elles diffèrent par certains éléments spécifiques, notamment le filtre passe-haut, le filtre multivariable et la boucle à verrouillage de phase (PLL). Cette section décrit chacun de ces éléments.

II.3.1. Filtre Passe haut

Le premier élément utilisé dans la plupart des filtres actifs parallèles (FAPP) est le filtre passe-haut, ou parfois un filtre passe-bas associé à une boucle supplémentaire. De nombreux

articles et mémoires de master ont traité ce sujet [7], [8] et [9]. Nous nous concentrons ici sur le filtre passe-bas de Butterworth, dont la fonction de transfert s'écrit : $H(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}s\omega_c + \omega_c^2}$.

On choisit généralement ω_c légèrement supérieur à la fréquence fondamentale (50 Hz). Cela permet de laisser passer le signal fondamental tout en atténuant les harmoniques.

II.3.2. Filtre à base de réseau de neurones (Adaline)

Un filtre numérique utilisant un réseau de neurones est illustré ci-dessous [7]. Ce filtre sert principalement à réduire le bruit et à extraire la composante continue d'un signal. Le système repose sur une boucle de rétroaction incluant un élément de retard (z^{-1}) et un gain faible ($\eta=0,009$). Grâce à ce gain, le filtre ajuste en permanence sa valeur interne pour qu'elle corresponde toujours à la moyenne du signal d'entrée p , même si celle-ci varie. En soustrayant cette estimation adaptative du signal original, le filtre produit un signal de sortie $\tilde{p}$ qui correspond à la puissance harmonique (la composante alternative).

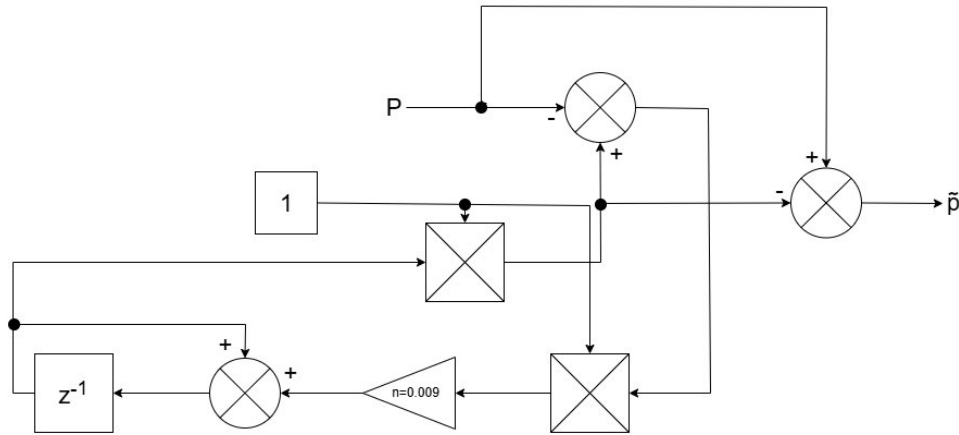


Figure II.5 : Filtre à réseau de neurones de type Adaline [7]

Ce réseau de neurones utilisé dans ce filtre est nommé Adaline. Il emploie la règle d'apprentissage des moindres carrés moyens (LMS) pour effectuer ses calculs. Les équations itératives sont les suivantes [14] et [15] :

$$\text{Mise à jour du poids : } w_{k+1} = w_k + \eta e_k x_k \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Sortie estimée : } \tilde{y}_k = w_k x_k \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Calcul de l'erreur : } e_k = y_k - \tilde{y}_k \quad (\text{II.3})$$

Avec

k : indice temporel de l'itération.

w_k : facteur de pondération (poids).

x_k : variable d'entrée de l'Adaline.

$\tilde{y}_k$: sortie estimée (composante continue).

y_k : entrée mesurée (signal total).

η : taux d'apprentissage (facteur de convergence).

II.3.3. Dispositif de Verrouillage de Phase (PLL)

Le dispositif de verrouillage de phase (PLL) constitue un élément essentiel de la synchronisation des filtres actifs de puissance parallèle avec le réseau électrique, notamment dans le cadre d'une commande basée sur le repère tournant synchrone (SRF). Son rôle est de garantir que les commandes du FAPP restent parfaitement synchronisées avec la tension du réseau électrique. La PLL assure deux fonctions importante pour notre commande :

- Extraction : Elle identifie la fréquence fondamentale du réseau et calcule l'angle de phase instantané (θ) de la tension.
- Génération : À partir de cet angle, elle produit des signaux sinusoïdaux et cosinusoïdaux de référence, qui sont synchronisés avec le réseau électrique.

Dans les environnements réels où le réseau présente des déséquilibres ou des harmoniques de tension, la PLL standard peut manquer de précision. Pour y remédier, deux améliorations sont envisageables :

- Filtre Multi-Variable (MVF) : Placé en amont de la boucle de détection, ce filtre lisse les tensions et rejette les perturbations avant le calcul de la phase, assurant ainsi une estimation plus robuste. C'est cette approche que nous avons utilisée dans le chapitre 3.
- Régulateur robuste : En alternative au régulateur PI classique, un régulateur robuste peut être intégré dans la boucle de rétroaction pour minimiser l'erreur de phase et stabiliser rapidement la fréquence estimée, même lors de variations de tension dans le réseau électrique. Cette solution n'a pas été retenue pour notre étude.

Le schéma de principe, inspiré des travaux présentés dans l'article [12] et de la thèse [13], est illustré comme suit :

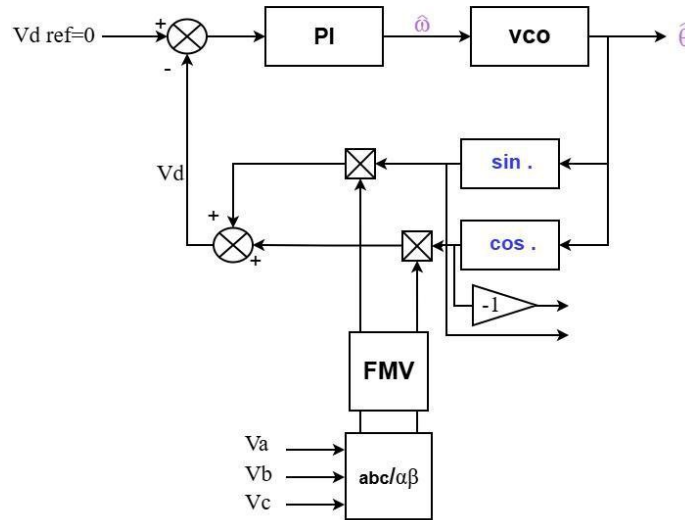


Figure II.6 : Schéma de la P.L.L

II.3.4. Régulateur PI à logique floue

Le régulateur PI employé dans cette section intègre une logique floue. Ce système de contrôle utilise des règles pour ajuster la commande du système en fonction de l'erreur constatée. Sa mise en œuvre, suivant [16], repose sur les éléments suivants :

1. **Structure et variables :** Contrairement à un régulateur classique qui calcule directement la commande finale, ce régulateur floue détermine la variation de la commande ($\Delta u(k)$).
 - Entrées : Le système reçoit deux signaux :
 - L'erreur ($e(k)$) : différence entre la consigne et la mesure réelle.
 - La variation de l'erreur ($\Delta e(k)$) : qui indique la tendance d'évolution du système.
 - Sortie : Le bloc floue génère la variation $\Delta u(k)$. Cette valeur est ensuite intégrée (additionnée à la commande précédente $u(k-1)$) pour obtenir la commande finale $u(k)$ appliquée au processus [16].
2. **Paramètres du système d'inférence (FIS) :** La conception du régulateur a été réalisée avec la boîte à outils Fuzzy Logic de MATLAB, en utilisant les paramètres par défaut suivants :
 - Méthode d'inférence : Mamdani.
 - Opérateurs logiques : « min » pour l'opérateur ET, « max » pour l'opérateur OU.

- Implication : Méthode « min ».
- Agrégation des règles : Méthode « max ».
- Défuzzification : Méthode du centre de gravité (centroid), permettant de convertir la sortie floue en une valeur numérique précise [16].

3. **Règles d'inférence** : Le régulateur fonctionne selon une matrice de 9 règles (3x3) traitant toutes les combinaisons de l'erreur et de sa variation. Les variables linguistiques employés sont :

N : Négatif

Z : Zéro

P : Positif

NG : Négatif Grand

PG : Positif Grand

Le tableau ci-dessous résume ces règles :

$\Delta e(k) \backslash e(k)$	N	Z	P
N	NG	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	PG

Tableau II.1 : Règles d'inférence du régulateur PI floue.

La structure du régulateur PI floue est représentée sur la figure suivante :

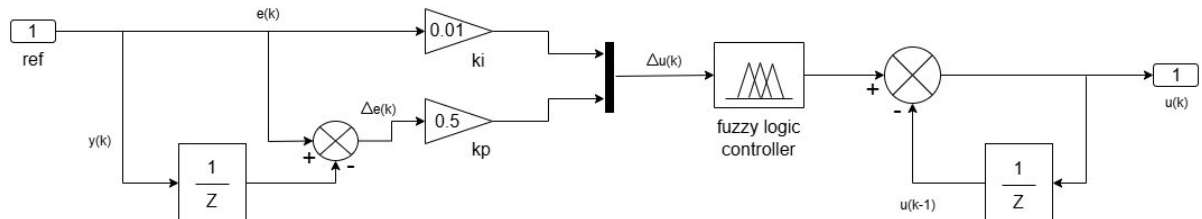


Figure II.7 : Structure du régulateur PI floue.

II.3.5. Régulateur Adaptatif à Base de Logique Floue

La régulation par PI adaptatif floue, décrit dans [17], vise à ajuster automatiquement les gains du contrôleur (K_p et K_i) en fonction de l'état dynamique du système. Contrairement à un régulateur PI classique aux paramètres fixes, cette approche utilise une logique floue pour modifier les gains en temps réel, assurant ainsi une performance optimale quelle que soit la perturbation. La mise en œuvre de cette stratégie repose sur trois parties fondamentaux :

1. **Structure du contrôleur :** Le contrôleur à logique floue prend en charge deux entrées principales :

- **L'erreur de courant (e) :** différence entre le courant de référence et le courant mesuré.
- **La variation de l'erreur (de) :** évolution de l'erreur entre deux instants successifs.

En fonction de ces entrées, le système génère deux sorties : les gains proportionnels (K_p) et intégraux (K_i) du régulateur PI, qui sont adaptés dynamiquement.

2. **Fuzzification :** Pour transformer ces signaux en variables linguistiques, sept ensembles flous ont été définis :

GN : Grand Négatif

MN : Moyen Négatif

PN : Petit Négatif

Z : Zéro

PP : Petit Positif

MP : Moyen Positif

GP : Grand Positif

La figure II.8 illustre les fonctions d'appartenance utilisées lors de la fuzzification [17].

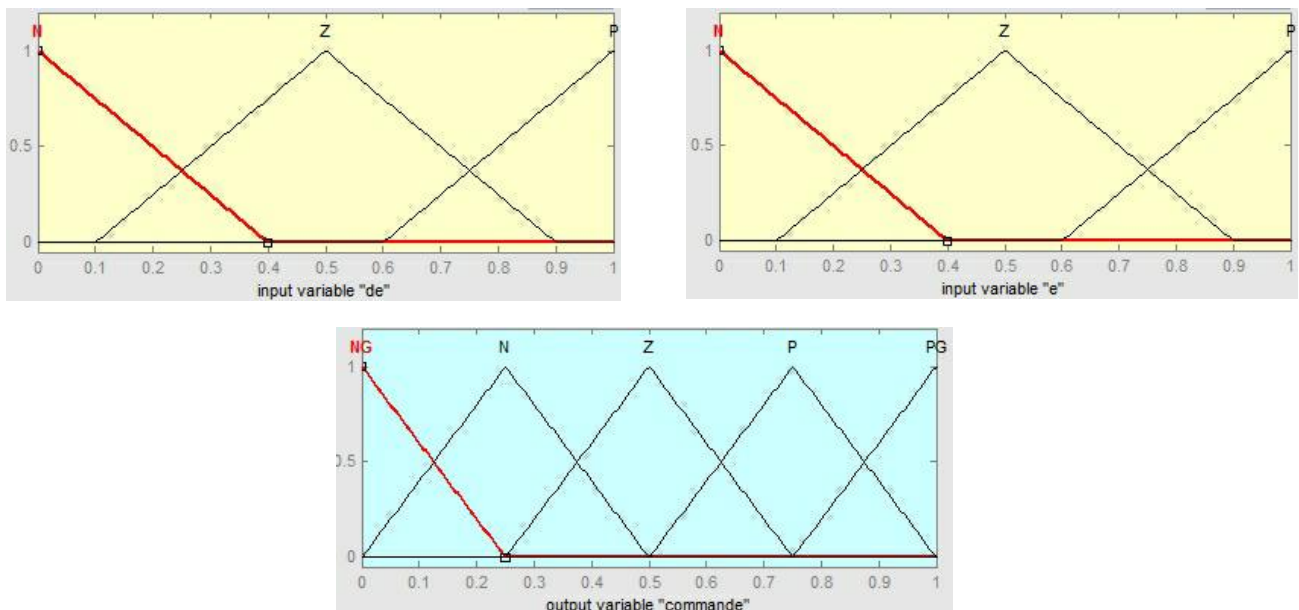


Figure II.8 : Fonctions d'appartenance utilisées lors de la fuzzification

3. Règles d'inférence et logique d'adaptation

Le comportement adaptatif du régulateur est défini par une matrice de 49 règles (7x7) couvrant toutes les combinaisons possibles entre l'erreur et sa variation. Le tableau ci-dessous présente ces règles linguistiques [17] :

e de	GN	MN	PN	Z	PP	MP	GP
GN	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$
MN	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$
PN	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$
Z	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$
PP	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$
MP	$K_p=P$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=P$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$
GP	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=G$ $K_i=G$	$K_p=P$ $K_i=G$

Tableau II.2 : Règles du régulateur flou adaptatif.

La figure suivante illustre le schéma Matlab du régulateur PI adaptative floue.

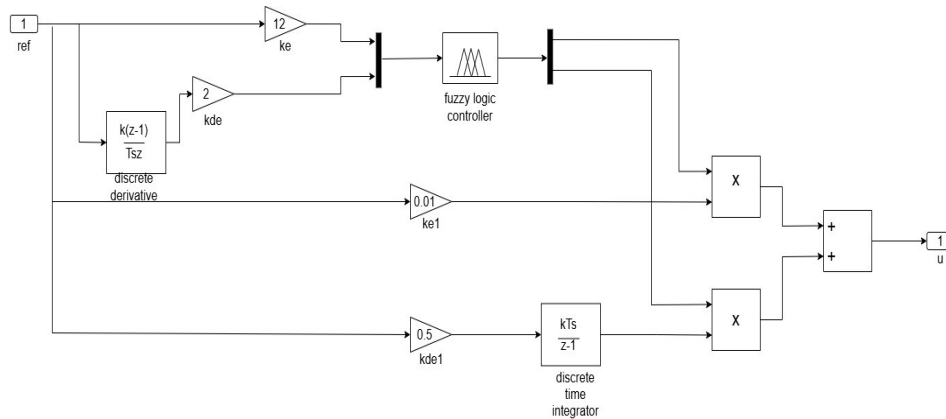


Figure II.9 : Schéma Matlab du régulateur PI adaptative floue

II.3.6. Régulateur PI à base de réseau de neurones

Nous avons remplacé le régulateur PI classique par un régulateur intelligent fondé sur des réseaux de neurones, spécifiquement développé pour cette application. La structure globale de ce régulateur est illustrée à la figure II.10. Cette figure est obtenue lorsque l'on ajoute un bloc "Neural Network" à Simulink, car il manque la configuration (poids, architecture, biais) issue de l'entraînement MATLAB. La commande `gensim(net, -1)` génère automatiquement un modèle préconfiguré avec les paramètres du réseau entraîné, ce qui donne la figure II.10, évitant ainsi une configuration manuelle et permettant un bloc prêt à utiliser.

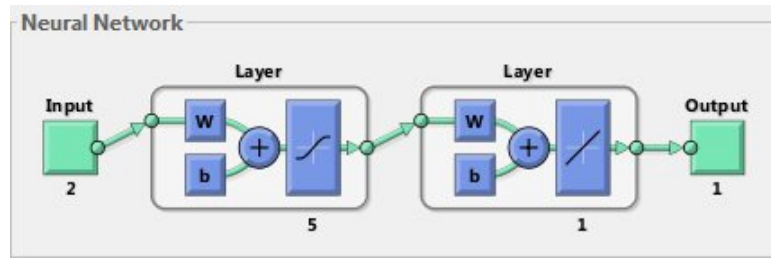


Figure II.10 : Structure globale du régulateur PI par réseau de neurones [17]

Ce réseau permet d'améliorer la régulation du filtre actif de puissance.

Pour comprendre le fonctionnement de ce régulateur, il convient d'examiner son architecture, ses signaux d'entrée et de sortie, ainsi que sa procédure d'apprentissage :

1. Architecture du réseau de neurones : Le modèle a été développé sous l'environnement MATLAB/Simulink, en utilisant des blocs « To Workspace » pour la gestion des jeux de données d'entraînement. L'architecture retenue comprend :

- **Une couche cachée :** constituée de cinq neurones utilisant une fonction d'activation sigmoïde tangentielle (tansig).
- **Une couche de sortie :** composée d'un seul neurone à fonction linéaire (purelin).

Cette configuration est illustrée à la figure II.10 (structure interne du réseau).

2. Entrées et sorties :

Le fonctionnement du régulateur repose sur les signaux suivants, illustrés à la figure II.11 :

• Entrées :

- e : l'erreur de régulation ;
- de : la dérivée (ou variation) de cette erreur ;
- out : le signal de retour d'information (feedback) du système.

• Sortie :

- out1 : la commande générée par le réseau, remplaçant la sortie du régulateur PI classique.

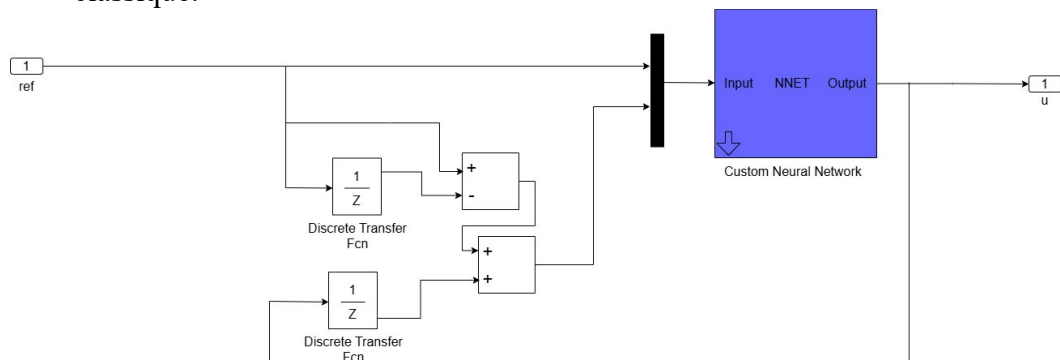


Figure II.11 : Régulateur PI par réseau de neurones

3. **Entraînement et Implémentation** : Afin de générer le bloc fonctionnel du régulateur, un script d'apprentissage a été exécuté. Ce code permet de définir les hyper-paramètres critiques, tels que le nombre d'itérations, le nombre de neurones dans la couche cachée, ainsi que les jeux de données d'entrée et de sortie.

Code :

```
I = Input';
T = Output';
net = newff(minmax(I),[5,1],{'tansig','purelin'},'trainlm');
net = init(net);
net.trainparam.show=1;
net.trainparam.lr=0.06;
net.trainparam.mc=0.075;
net.trainparam.epochs=100000;
net.trainparam.goal=1e-12;
net=train(net,I,T);
```

Après avoir cliqué sur l'option « Custom Neural Network » illustrée à la figure II.11, le réseau suivant est généré :

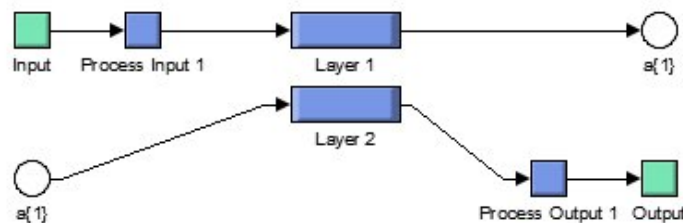


Figure II.12 : Architecture du réseau de neurones

La Figure II.12 présente l'architecture d'un réseau de neurones. Le signal d'entrée est pré-traité puis acheminé vers les couches cachées (Couche (Layer) 1 et Couche (Layer) 2), où les données subissent des transformations successives. Finalement, la couche de sortie génère le résultat. Ce mécanisme constitue le principe fondamental de l'apprentissage automatique et des fonctions de prédiction.

II.3.7. Optimisation des gains du régulateur PI par algorithme génétique pour la régulation du bus continu

Outre les simulations des régulateurs PI classique, par logique floue et par réseau de neurones, nous nous sommes également intéressés à l'optimisation des paramètres du régulateur PI commandant le condensateur du bus continu du Filtre Actif de Puissance Parallèle (FAPP) par algorithme génétique (AG). Cette approche vise à déterminer les gains optimaux (K_p , K_i) afin d'assurer une régulation de la tension du bus rapide et stable, capable de rejeter les perturbations liées aux variations de charge. Elle repose sur une recherche heuristique visant à identifier la meilleure combinaison de gains au sein d'un espace de recherche contraint, défini pour garantir la stabilité physique du système [18].

Afin de comprendre la mise en œuvre de cette stratégie, il convient d'examiner la modélisation du système, le paramétrage de l'algorithme et son implémentation sous MATLAB :

1. Préparation et Modélisation du Système : La dynamique de la tension du bus

continu (V_{dc}) est régie par l'équation fondamentale du condensateur : $C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{inj}$

Où i_{inj} est le courant net injecté dans le condensateur.

En domaine de Laplace, cette relation se traduit par une fonction de transfert de type

intégrateur pur : $H(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_{inj}(s)} = \frac{1}{Cs}$

Cette caractéristique d'intégrateur implique que le système est intrinsèquement instable en boucle ouverte et nécessite impérativement une régulation PI pour assurer la stabilité et éliminer l'erreur statique.

Contrainte de stabilité et définition des bornes : Pour éviter que l'algorithme génétique ne teste des combinaisons de gains instables ou physiquement irréalistes (gains négatifs), nous avons restreint l'espace de recherche à des valeurs positives et raisonnables.

- **Justification :** Les bornes inférieures et supérieures ont été fixées manuellement (I_b et u_b), afin d'exclure les zones de gain qui pourraient déstabiliser la boucle de tension.
- **Application :** Cette contrainte garantit que chaque individu évalué par l'algorithme correspond à une configuration de régulateur potentiellement stable.

2. Paramétrage de l'Algorithme Génétique : Pour garantir l'efficacité de la simulation sur la régulation du condensateur, les paramètres de l'AG sont configurés comme suit :

- Nombre de variables : 2 (correspondant aux gains K_p et K_i du régulateur de tension).
- Population initiale : 50 individus générés aléatoirement.
- Nombre de générations : 25 itérations maximales.
- Bornes de recherche : Les gains sont contraints entre 0 et 200.
 - $I_b = [0 \ 0]$: Exclut les gains négatifs.
 - $u_b = [200 \ 200 \ 200]$: Limite les gains à une plage suffisante pour la régulation du FAPP sans provoquer de saturation excessive.

- 3. Mécanisme de l'Optimisation :** Le processus d'optimisation suit une boucle itérative stricte pour minimiser l'erreur de suivi de la tension de référence du bus :
- Initialisation : Définition des limites de population et de générations via `gaoptimset`.
 - Évaluation (Fitness) : Pour chaque individu (paire de gains), la simulation du FAPP est lancée sous Simulink (`sim('filtre_pqlhyst6_gen')`). La qualité de la solution est quantifiée par la fonction objectif calculant l'indice ITAE (Integral Time Absolute Error) de l'erreur de tension.
 - Opérateurs génétiques : Sélection, croisement et mutation des meilleurs individus pour former une nouvelle population améliorée.
 - Terminaison : L'algorithme s'arrête après 25 générations et extrait la solution optimale ($K_{p,opt}$, $K_{i,opt}$) correspondant à la valeur minimale de l'ITAE.
- 4. Implémentation et Script MATLAB :** L'optimisation a été réalisée sous MATLAB en utilisant la fonction `ga`. Le script principal et la fonction objectif, adaptés spécifiquement au modèle de régulation du condensateur (`filtre_pqlhyst6_gen`), sont présentés ci-dessous.

Code de [19] pour uniquement K_p et K_i :

```
no_var = 2;
lb = [0 0];
ub = [200 200];

options = gaoptimset('Display', 'off', ...
                    'Generations', 25, ...
                    'PopulationSize', 50, ...
                    'PlotFcns', @gaplotbestf);

obj_fn = @(k) optimisation_pi2(k);

[k_opt, best_fitness] = ga(obj_fn, no_var, [], [], [], [], lb, ub,
[], options);
```

Fonction :

```
function cost = optimisation_pi2(k)
    % Transmission des gains k (Kp, Ki) à l'espace de travail de base
    % k(1) = Kp, k(2) = Ki
    assignin('base', 'k', k);

    % Exécution de la simulation du FAPP
    sim('filtre_pqlhyst6_gen');

    % Récupération de l'ITAE
    if exist('ITAE', 'var')
        cost = ITAE(end);
    else
        cost = 1e6; % Pénalité en cas d'erreur
    end
end
```

Grâce à cette méthode, les gains du régulateur PI de tension sont ajustés automatiquement pour compenser la dynamique intégratrice du condensateur ($\frac{1}{Cs}$). Les bornes définies dans le code (0 à 200) assurent que l'algorithme explore uniquement des solutions physiquement stables. Le résultat est un régulateur capable de maintenir la tension du bus continu stable même lors de variations brutales de la charge, offrant une réponse dynamique optimale supérieure à un réglage manuel classique.

Conclusion

Ce chapitre a permis de décrire les principaux éléments de la commande d'un Filtre Actif de Puissance Parallèle (FAPP). Nous avons d'abord présenté les deux stratégies de détection des courants de référence : la méthode DQ et la méthode DQ. Ensuite, nous avons détaillé les différents types de régulateurs utilisés pour la commande. Cette étude a couvert :

- Le régulateur PI classique ;
- Les régulateurs intelligents : à logique floue, à logique floue adaptative et à base de réseau de neurones ;
- L'optimisation des gains par algorithme génétique.

Nous avons également examiné les techniques de filtrage, en décrivant le filtre de Butterworth classique avec ses versions améliorées utilisant les réseaux de neurones et le filtre multi-variable (MVF). Enfin, nous avons décrit le dispositif de verrouillage de phase (PLL), en expliquant son rôle essentiel pour la synchronisation avec le réseau électrique.

L'ensemble de ces descriptions constitue la base nécessaire pour comprendre les simulations et les résultats qui seront présentés dans le chapitre 3.

Chapitre III :
Validation par simulation des stratégies de
commande pour FAPP à deux bras à point milieu

Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation et à l'analyse des résultats de simulation d'un filtre actif de puissance Parallèle à deux bras avec condensateur à point milieu (FAPP2BCPM).

L'étude compare deux stratégies de commande principales : la méthode PQ (Puissance active-réactive) et la méthode DQ (Repère tournant). Pour chacune de ces approches, nous évaluons l'impact de différentes combinaisons de régulateurs (PI classique, PI par logique floue et PI par réseau de neurones) et de filtres (Butterworth, multivariable et réseau de neurones).

De plus, pour la stratégie DQ, la boucle à verrouillage de phase (PLL) est intégrée de manière systématique. Ainsi, nous analysons les performances des régulateurs cités précédemment (PI classique, PI par logique floue et PI par réseau de neurones) au sein de cette architecture de commande, afin d'évaluer leur efficacité dans le cadre complet de la stratégie DQ.

III.1. FAPP à trois bras classique

Pour cette première simulation, nous mettons en œuvre un FAPP à trois bras avec la stratégie de commande PQ. Celle-ci est pilotée par hystérésis et associée à un filtre de Butterworth ainsi qu'à un régulateur PI classique, comme le montre la figure III.1.

Les paramètres du système complet utilisés pour la simulation sont détaillés dans le tableau ci-dessous :

$V_s(\text{V})$	$L_s(\text{H})$	$R_s(\Omega)$	$L_c(\text{H})$	$R_c(\Omega)$	$L_d(\text{H})$	$R_d(\Omega)$	$L_f(\text{H})$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(\text{F})$
240	45.56e-6	1.59e-3	23.19e-6	2.73e-3	2.6e-3	0.79	2.6e-6	0.79e-3	123e-3

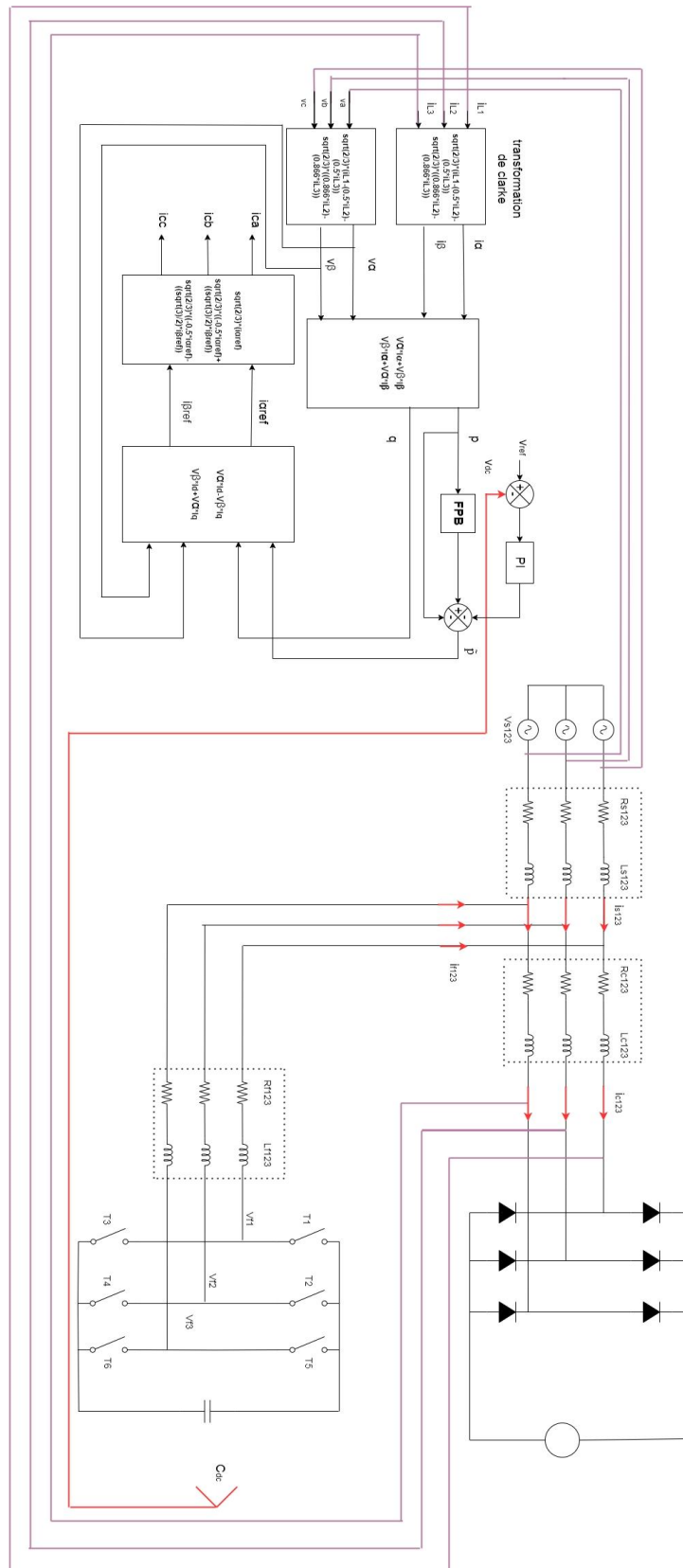
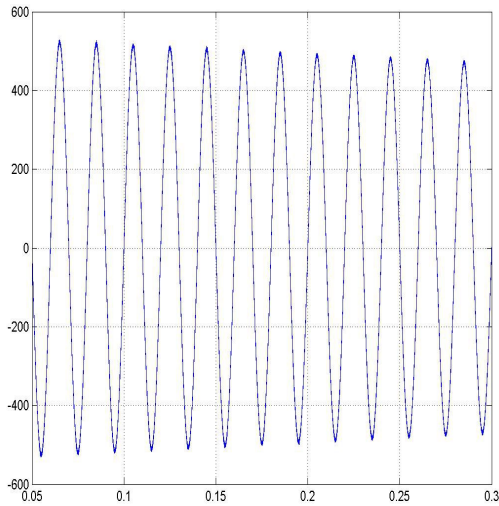
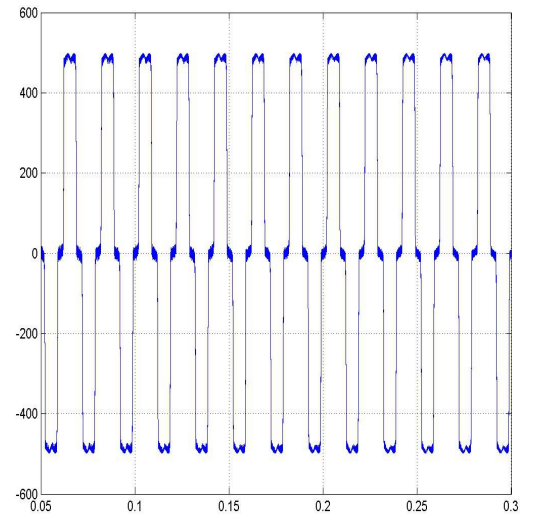


Figure III.1 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP à 3 bras.

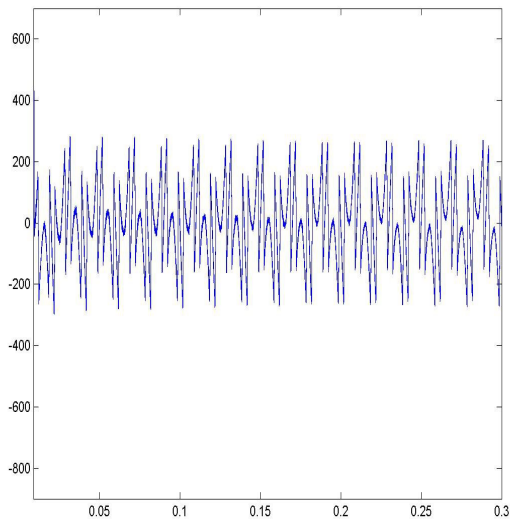
Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



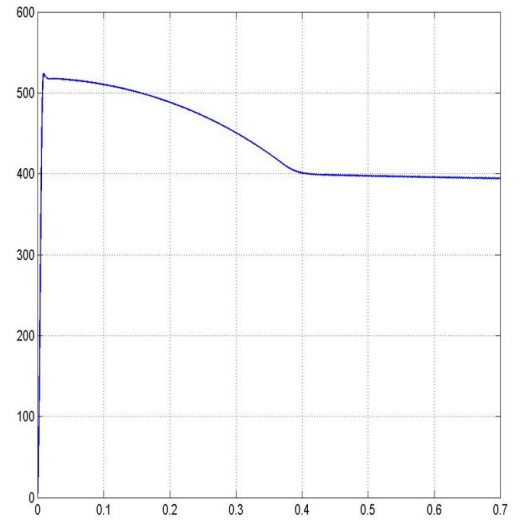
Courant de source après filtrage



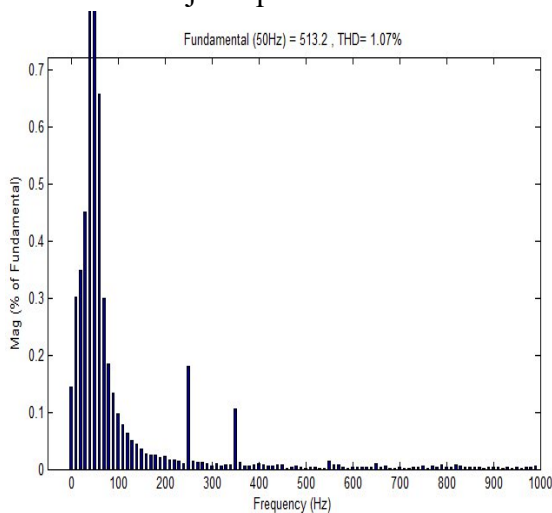
Courant de charge



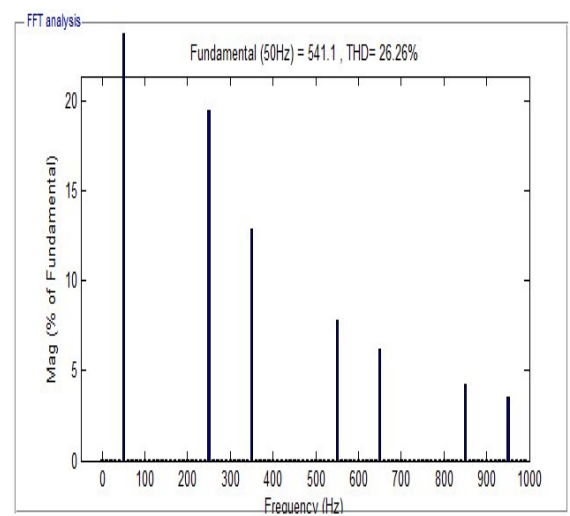
Courant injecté par le FAPP2BCPM



Tension aux bornes du condensateur



FFT après filtrage



FFT avant filtrage

Figure III.2 : Résultats de simulation d'un FAPP à trois bras utilisant une commande PQ classique

Interprétation des résultats

Les figures illustrent respectivement le courant de source après filtrage et le courant de charge. Leurs analyses spectrales, confirment la réduction significative des harmoniques. Le taux de distorsion harmonique (THD) du courant de source après filtrage atteint 1,07 %, valeur nettement inférieure au seuil de 5 % imposé par les normes IEEE. Par ailleurs, la tension aux bornes du condensateur demeure stable, attestant de la bonne régulation de l'énergie stockée.

III.2. FAPP2BCPM utilisant l'hystérésis

Pour cette seconde simulation, nous modifions la topologie utilisée par le FAPP. Nous remplaçons le FAPP à 3 bras par un FAPP2BCPM. La stratégie de commande reste basée sur la méthode PQ, pilotée par hystérésis, et intègre un filtre de Butterworth ainsi qu'un régulateur PI classique, comme le montre la figure III.3.

Les paramètres complets de ce nouveau système, utilisés pour la simulation, sont détaillés dans le tableau ci-dessous :

$V_s(\text{V})$	$L_s(\text{H})$	$R_s(\Omega)$	$L_c(\text{H})$	$R_c(\Omega)$	$L_d(\text{H})$	$R_d(\Omega)$	$L_f(\text{H})$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(\text{F})$
240	45.56e^{-6}	1.59e^{-3}	23.19e^{-6}	2.73e^{-3}	2.6e^{-3}	0.79	100e^{-6}	5e^{-3}	45e^{-3}

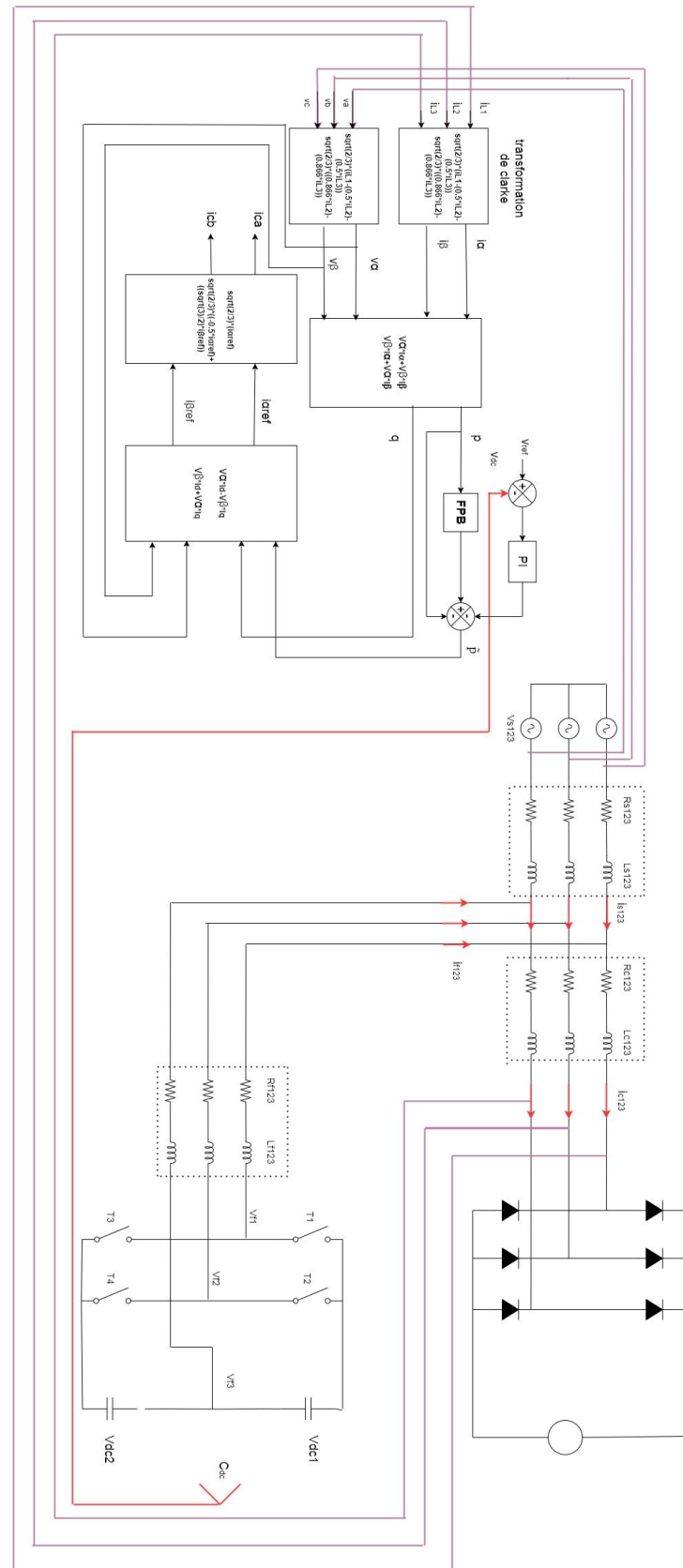
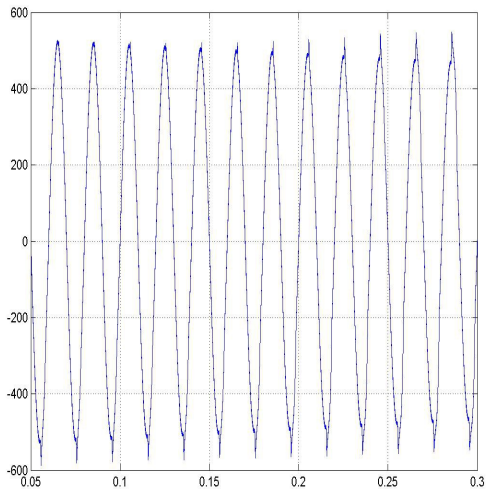
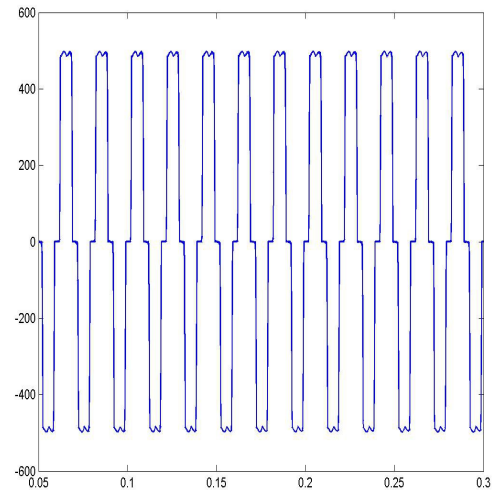


Figure III.3 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP2BCPM utilisant la commande PQ.

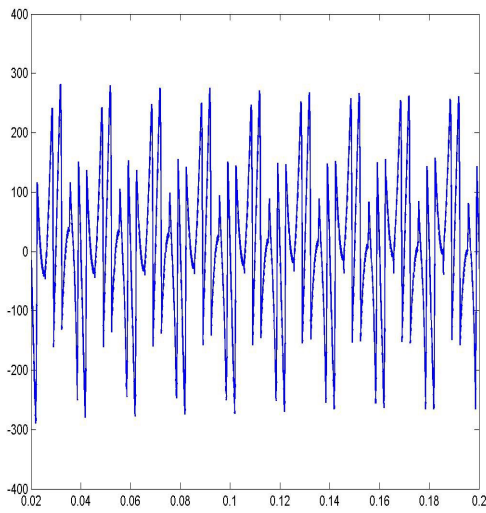
Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



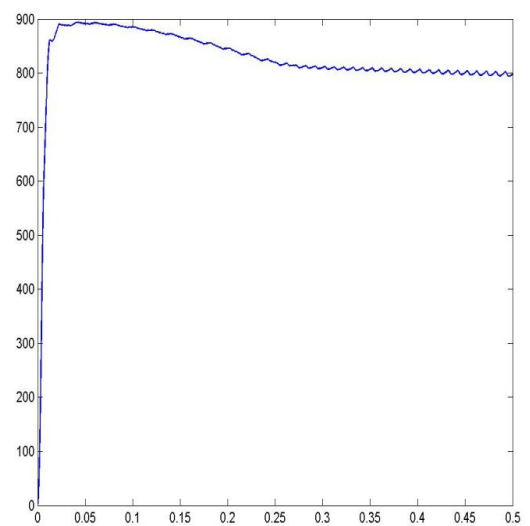
Courant de source après filtrage



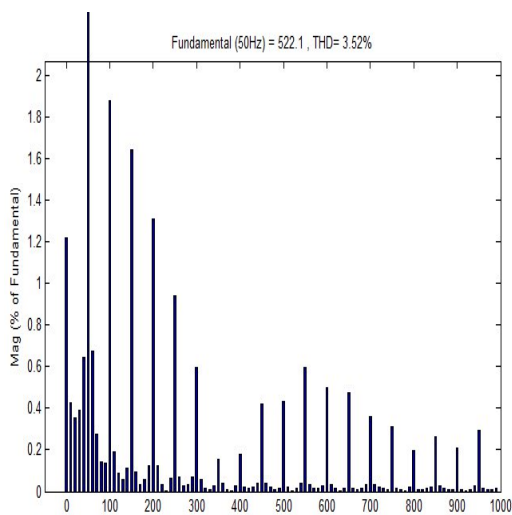
Courant de charge



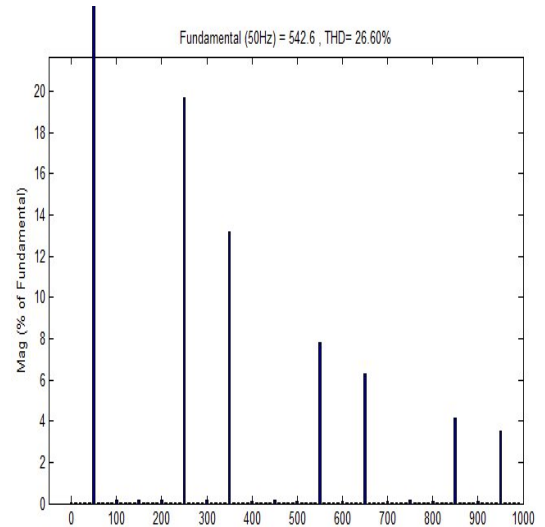
Courant injecté par le FAPP2BCPM



Tension aux bornes du condensateur



FFT après filtrage



FFT avant filtrage

Figure III.4 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par hystérésis utilisant une commande PQ classique

Interprétation des résultats

L'analyse des figures montre que le courant de source, après filtrage, redevient sinusoïdal. Le taux de distorsion harmonique (THD) atteint, après filtrage, une valeur de 3,52 %, ce qui est inférieur au seuil de 5 % imposé par la norme CEI.

D'un autre côté, la tension aux bornes du condensateur reste stable, se maintenant autour de 900 V.

Comparativement à la commande précédente, ces résultats sont quasi identiques, confirmant la performance du système avec la topologie FAPP2BCPM .

III.3. FAPP2BCPM utilisant la MLI

Pour cette troisième simulation, nous maintenons la topologie FAPP2BCPM. La commande utilise toujours la méthode PQ, comme celle utilisé dans la figure III.3, mais pilotée par MLI cette fois-ci, avec un filtre de Butterworth et un régulateur PI classique.

Les paramètres complets de ce nouveau système, utilisés pour la simulation, sont détaillés dans le tableau ci-dessous :

$V_s(\text{V})$	$L_s(\text{H})$	$R_s(\Omega)$	$L_c(\text{H})$	$R_c(\Omega)$	$L_d(\text{H})$	$R_d(\Omega)$	$L_f(\text{H})$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(\text{F})$
240	45.56e^{-6}	1.59e^{-3}	23.19e^{-6}	2.73e^{-3}	2.6e^{-3}	0.79	0.1e^{-3}	1.5e^{-6}	200e^{-3}

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

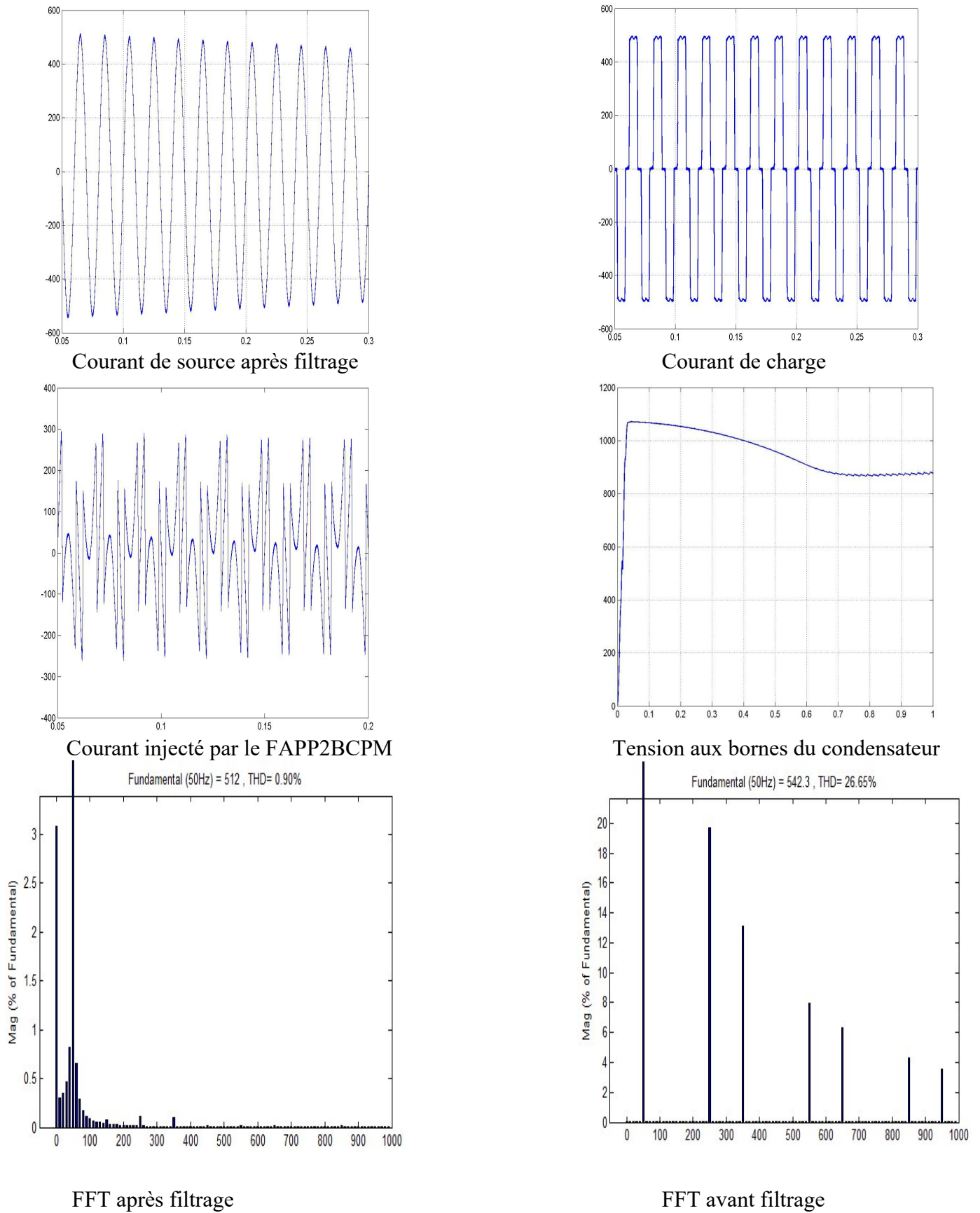


Figure III.5 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande PQ classique

Interprétation des résultats

L'observation des figures montre que le courant de source, après filtrage, redevient sinusoïdal. Le taux de distorsion harmonique (THD) s'établit à 0,90 %, une valeur inférieure au seuil de 5 % imposé par la norme CEI.

Par ailleurs, la tension aux bornes du condensateur reste stable, se maintenant autour de 1400 V.

Comparativement à la simulation précédente (commande par hystérésis), l'utilisation de la MLI permet d'obtenir une qualité de courant nettement supérieure (THD de 0,90 % contre 3,52 %), tout en assurant une régulation précise de la tension du bus continu.

III.4. FAPP2BCPM utilisant commande discrète

Pour cette quatrième simulation, nous utilisons toujours la même topologie FAPP2BCPM. Par contre, au lieu de la méthode PQ, on passe donc à la méthode DQ, avec une modulation de largeur d'impulsion (MLI) et un régulateur PI classique. Cependant, cette fois-ci, le filtre Multi-variables est utilisé, comme le montre la figure III.6.

Les paramètres complets du nouveau système sont donnés dans le tableau ci-dessous :

$V_s(\text{V})$	$L_s(\text{H})$	$R_s(\Omega)$	$L_c(\text{H})$	$R_c(\Omega)$	$L_d(\text{H})$	$R_d(\Omega)$	$L_f(\text{H})$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(\text{F})$
240	45.56e^{-6}	1.59e^{-3}	23.19e^{-9}	2.73e^{-3}	2.6e^{-6}	2.79	0.1e^{-3}	1.5e^{-6}	45e^{-3}

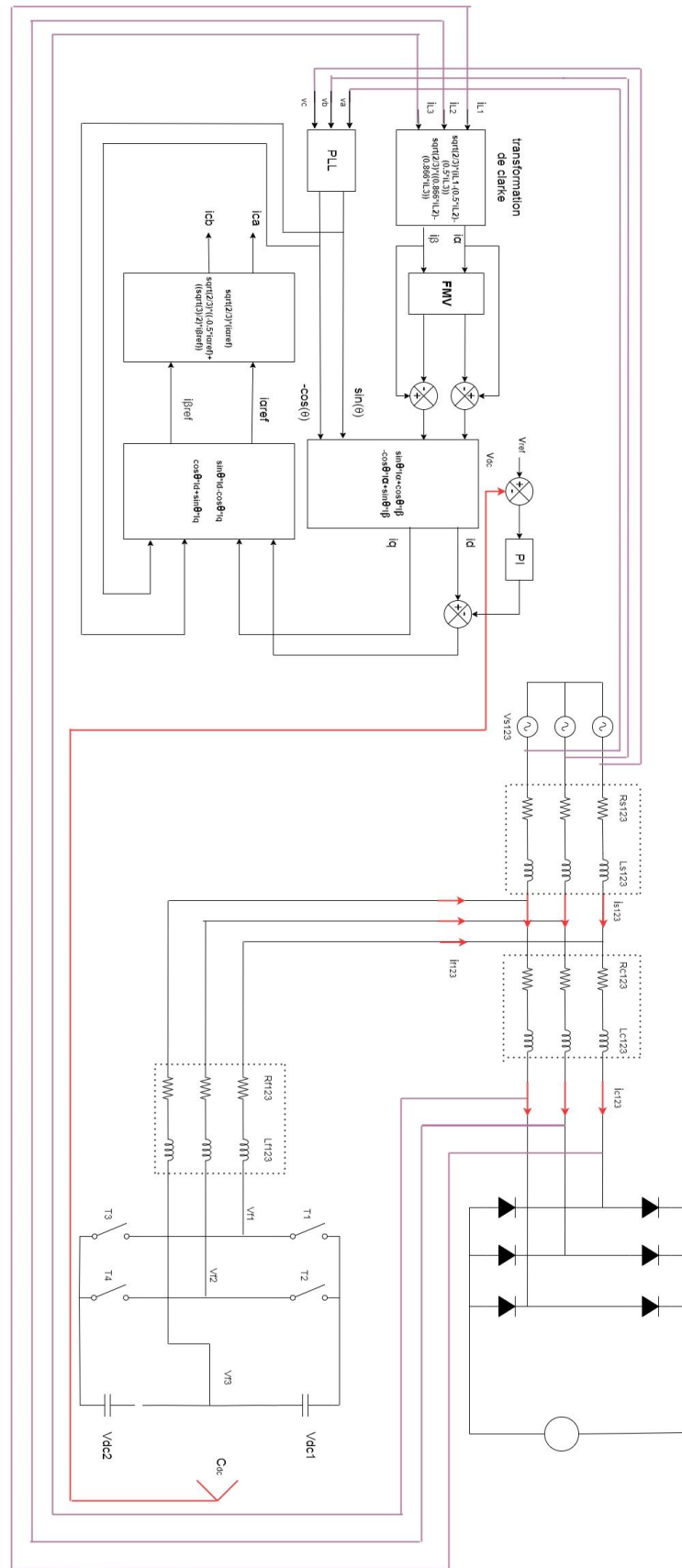
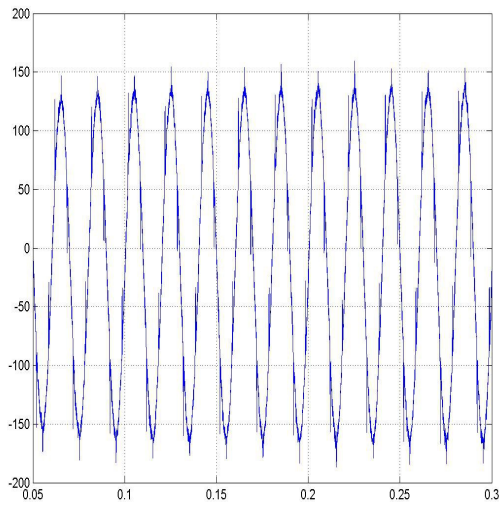
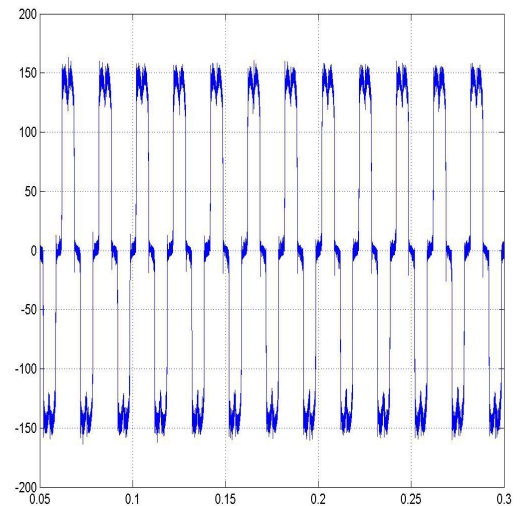


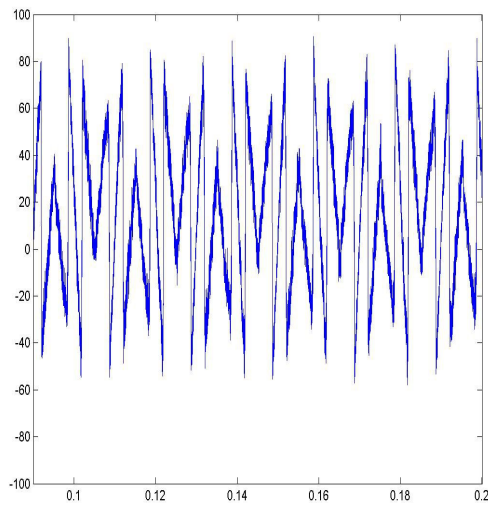
Figure III.6 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP2BCPM utilisant la commande DQ ayant un Filtre multi-variable. Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



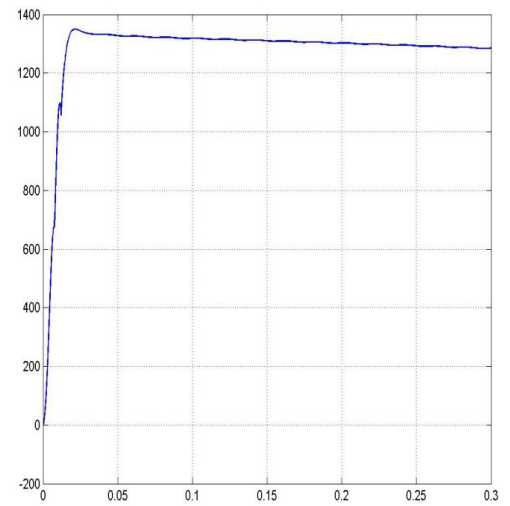
Courant de source après filtrage



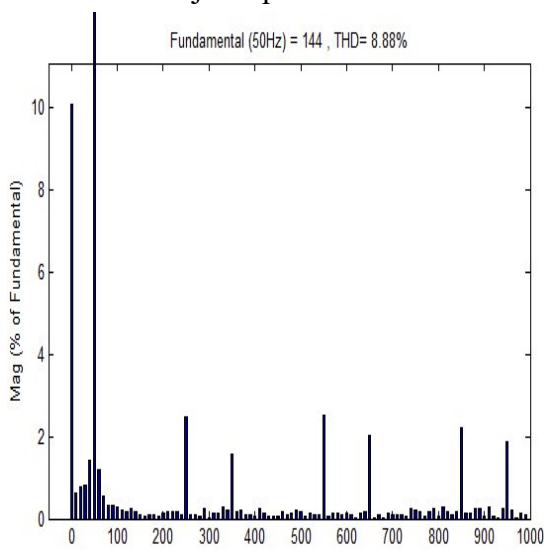
Courant de charge



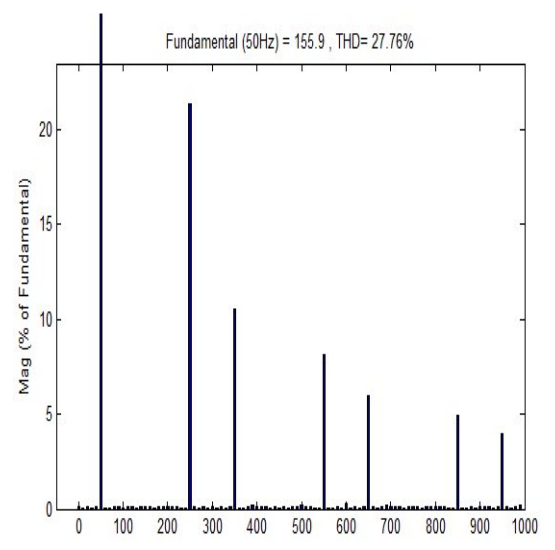
Courant injecté par le FAPP2BCPM



Tension aux bornes du condensateur



FFT après filtrage



FFT avant filtrage

Figure III.7 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec filtre Multi-variable

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.88%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1400 V au niveau du condensateur

III.5: FAPP2BCPM utilisant l'hystérésis et la régulation par logique floue

Pour la cinquième simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM. Nous adoptons toujours la méthode DQ, avec l'utilisation de l'hystérésis et le filtre de Butterworth classique, comme représenté sur la figure III.8. Cependant, ce qui est nouveau pour cette simulation est l'utilisation de la régulation du condensateur par logique floue.

Important : Pour toutes les simulations nous avons utiliser uniquement la régulation par logique floue illustré dans le chapitre 2, page 22 et 23, présenté sur la figure II.7 car la régulation par logique floue adaptative a déjà été fait présenté et simulé dans un précédent mémoire.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

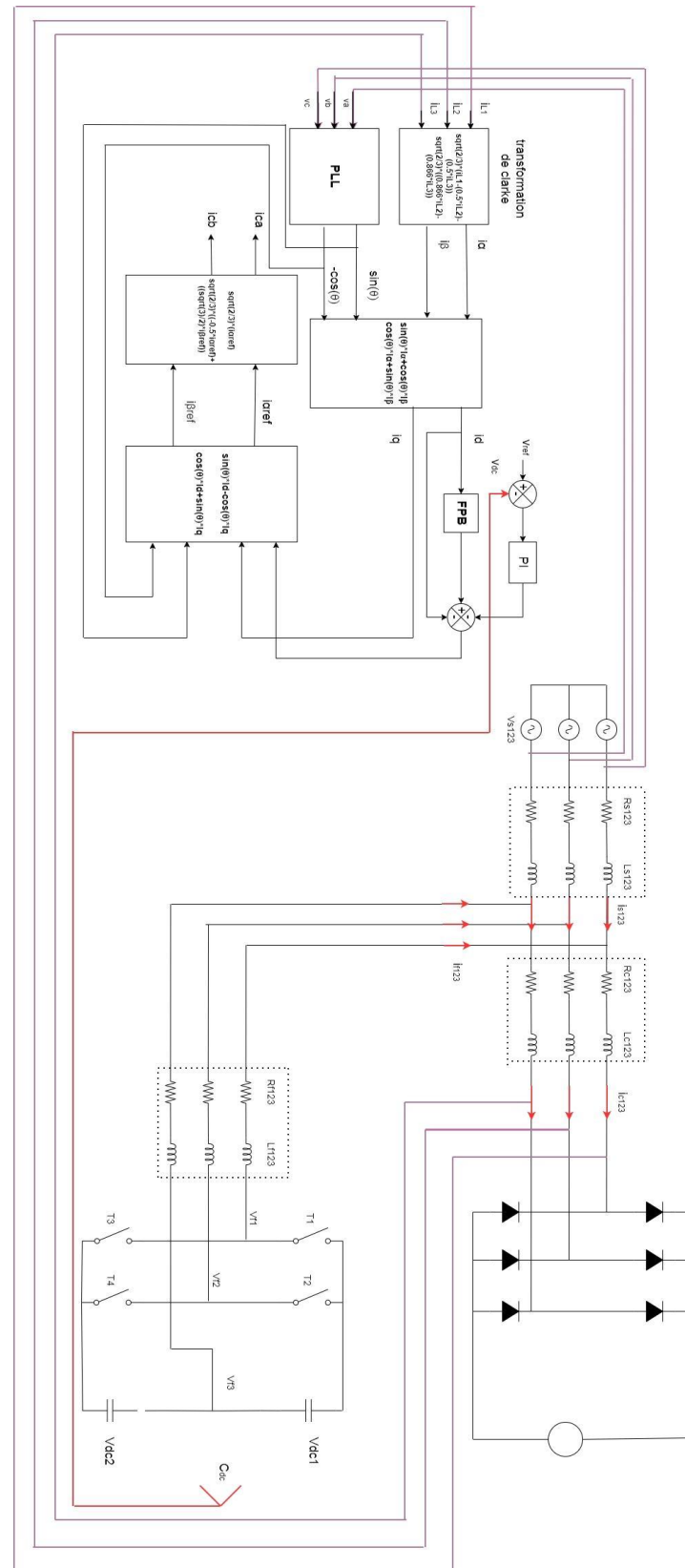


Figure III.8 : Système complet comportant une source triphasé alimentant une charge non linéaire et d'un FAPP2BCPM utilisant la commande DQ ayant un Filtre classique.

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

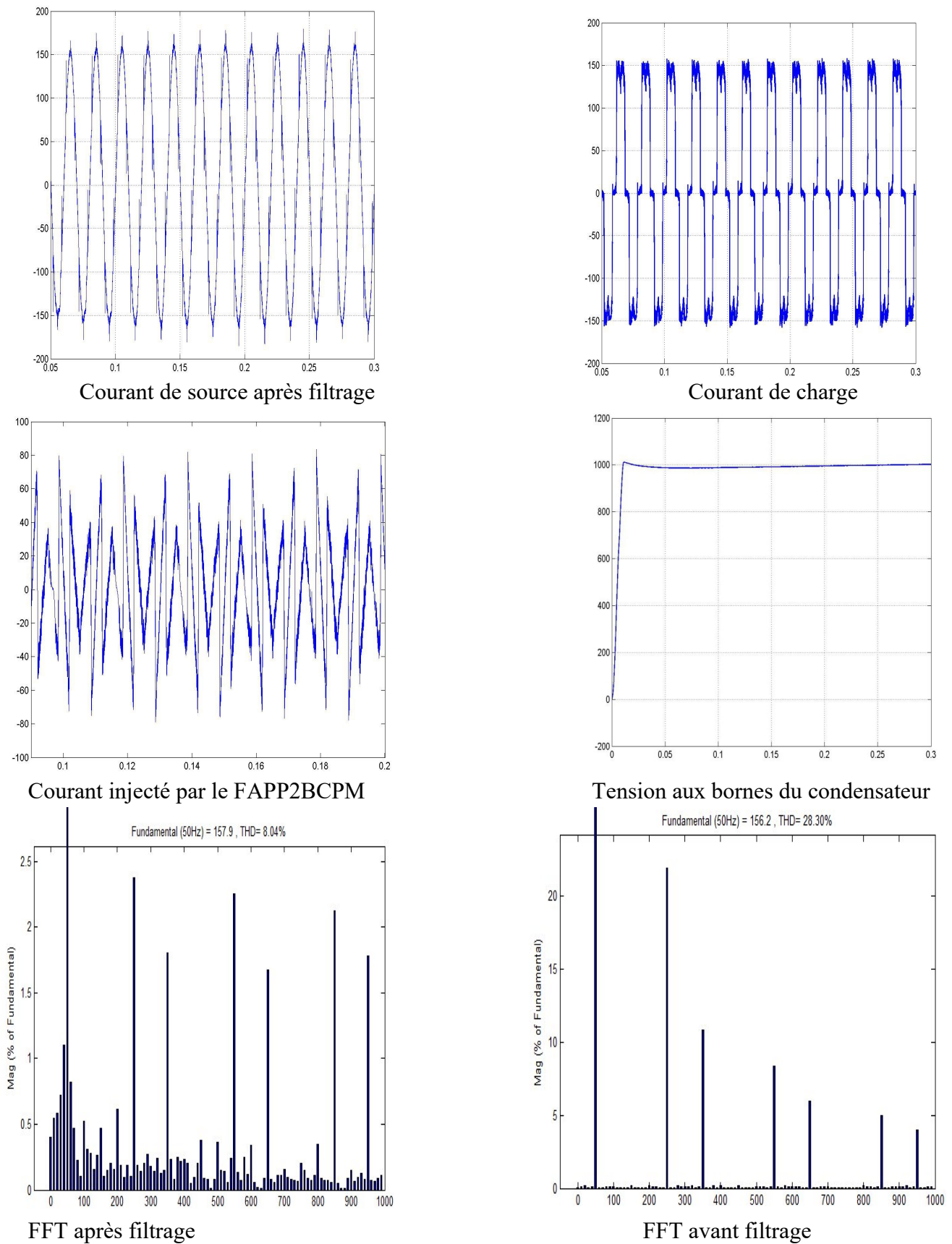


Figure III.9 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par Hystérésis utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.04%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1000 V au niveau du condensateur

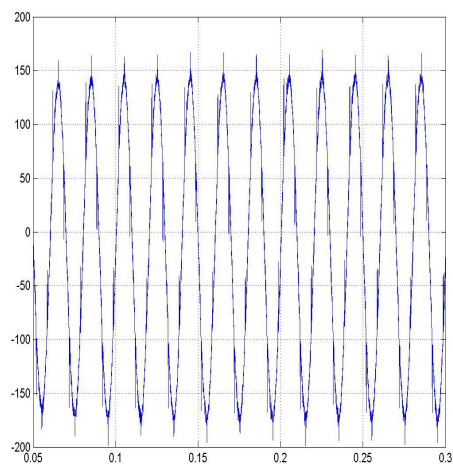
III. 6: FAPP2BCPM utilisant la MLI et la régulation par logique floue

Pour la sixième simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM. Nous adoptons toujours la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI et le filtre de Butterworth classique, comme celui présenté sur la figure III.8. Cependant, ce qui est nouveau pour cette simulation est l'utilisation de la régulation du condensateur par logique floue.

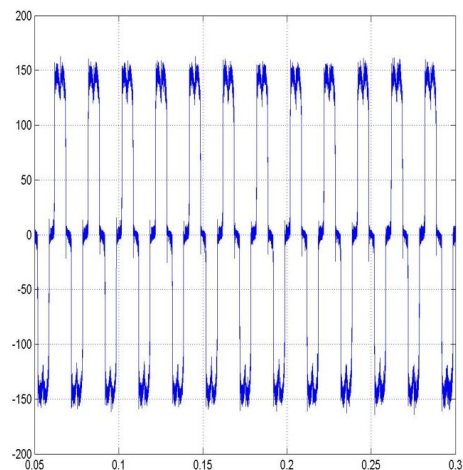
Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

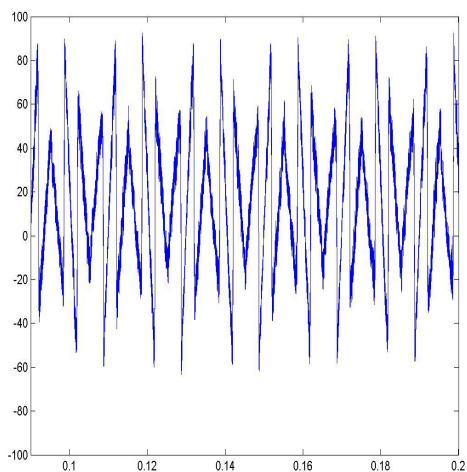
Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



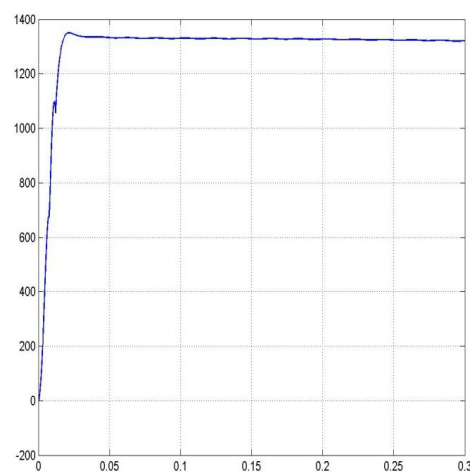
Courant de source après filtrage



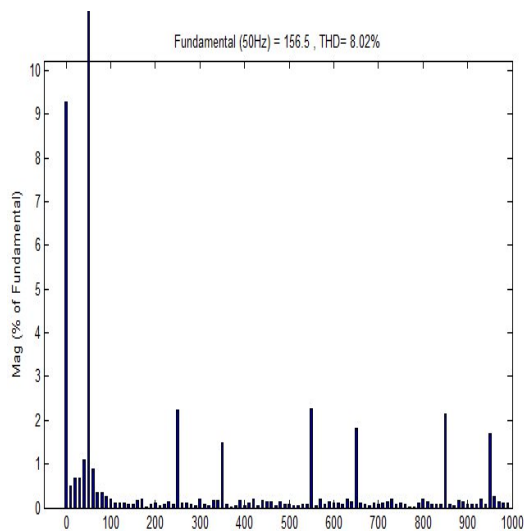
Courant de charge



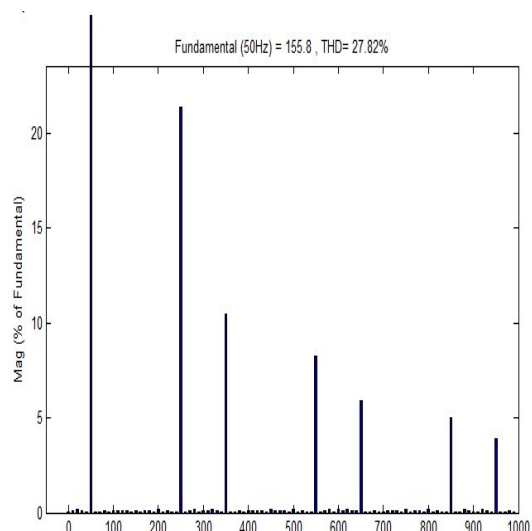
Courant injecté par le FAPP2BCPM



Tension aux bornes du condensateur



FFT après filtrage



FFT avant filtrage

Figure III.10 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

-
- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.02%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

IV.7: FAPP2BCPM utilisant la logique floue pour la régulation et le réseau de neurones pour le filtre

Pour la septième simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI. Cependant, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type réseaux neuronale Adaline et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un PI de type logique floue, comme le montre la figure III.8.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

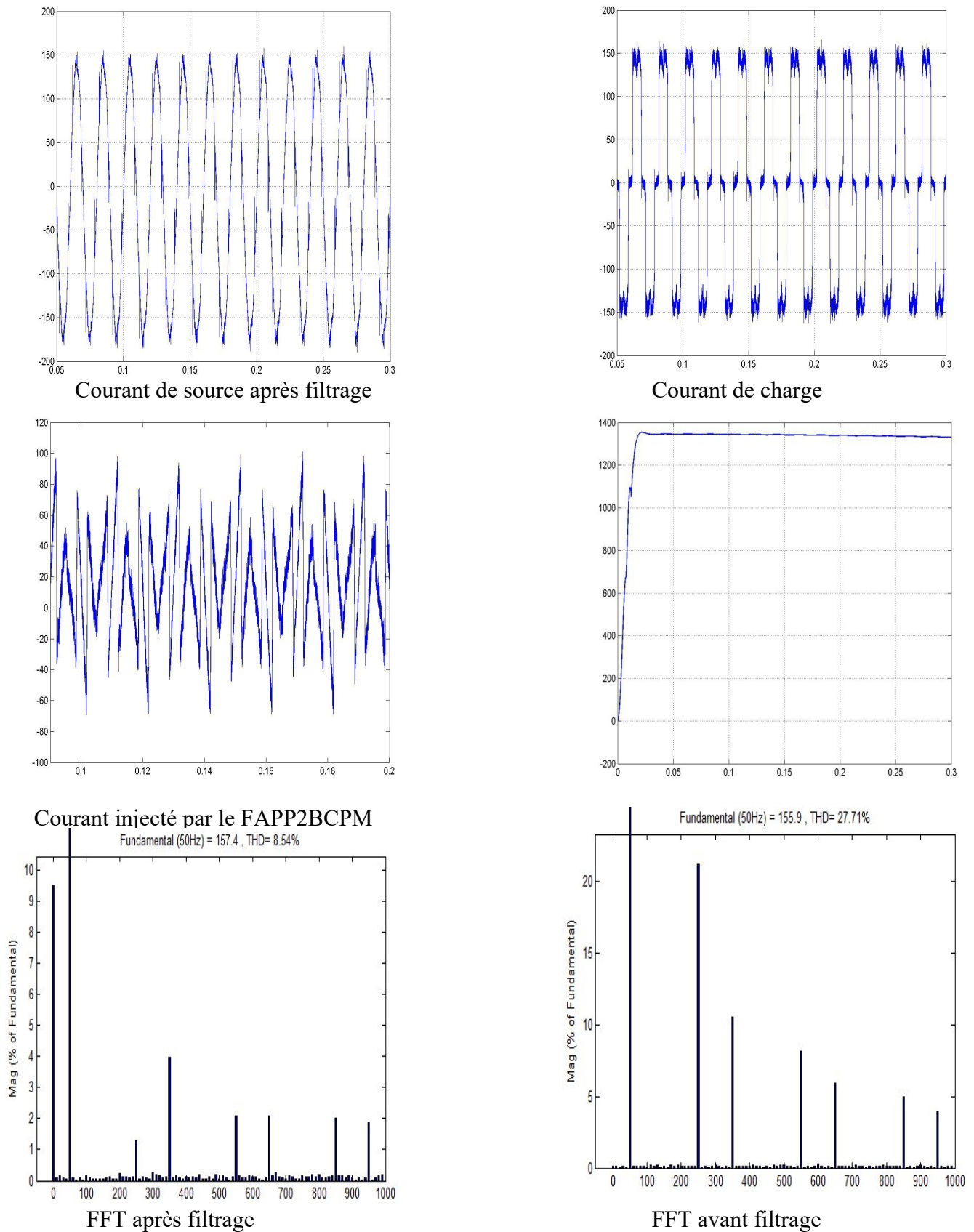


Figure III.11 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue et l'utilisation d'un filtre de type réseau de neurones

Adaline

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.54%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

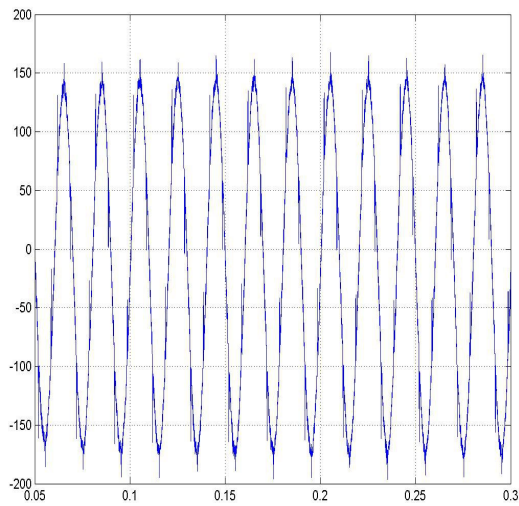
III. 8: FAPP2BCPM utilisant la réseau de neurones pour la régulation et multi-variable pour le filtre

Pour la septième simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI, comme celle présentée sur la figure III.6. Cependant, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type multi-variable et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un PI de type réseau de neurones.

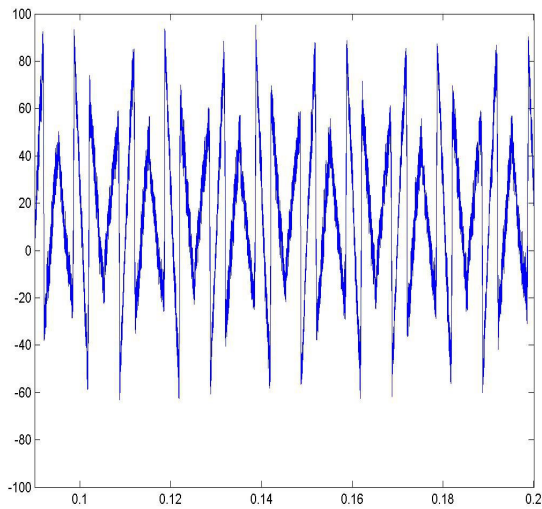
Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

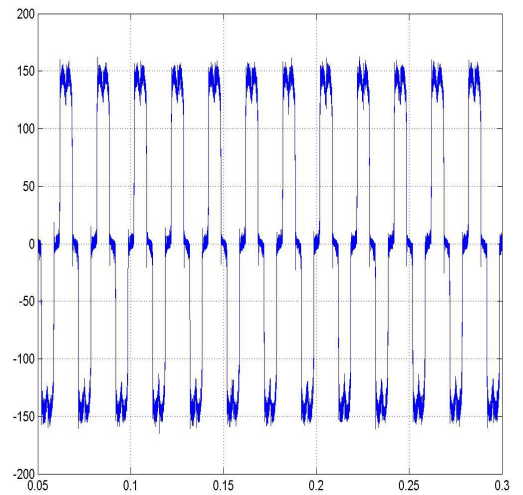
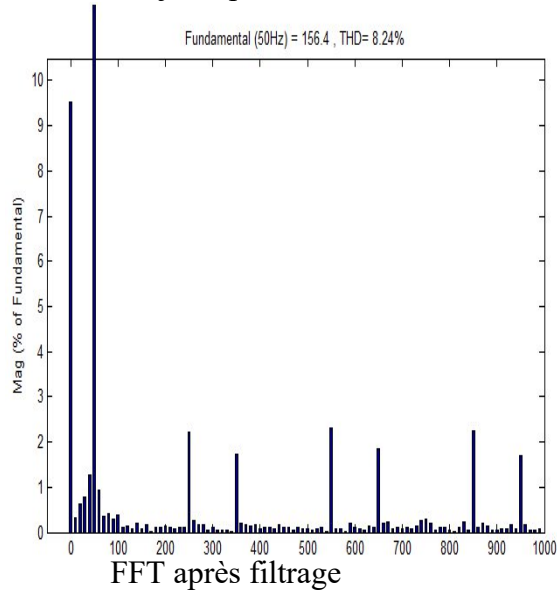
Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



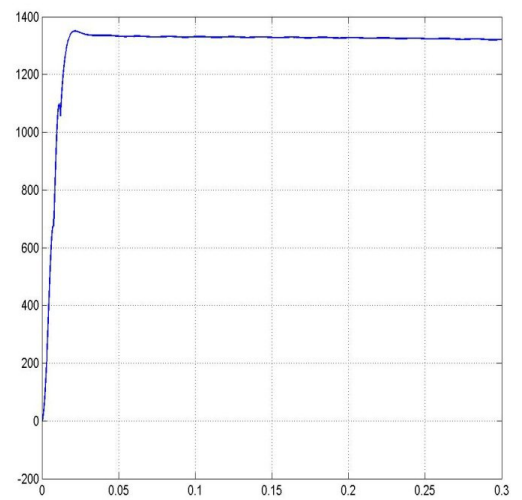
Courant de source après filtrage



Courant injecté par le FAPP2BCPM



Courant de charge



Tension aux bornes du condensateur

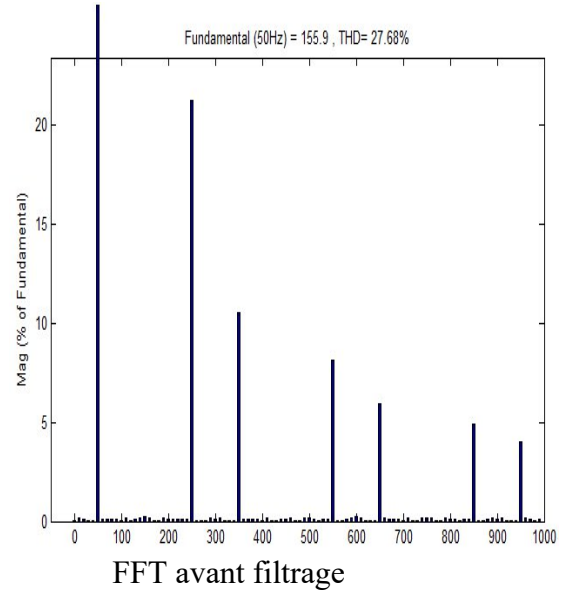


Figure III.12 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones et l'utilisation d'un filtre multi-variable

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.24%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

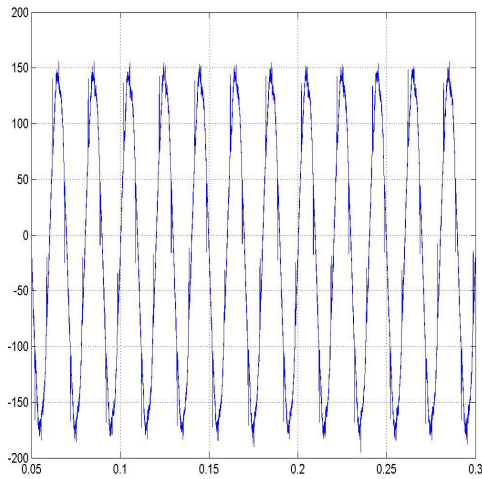
III. 9: FAPP2BCPM utilisant le réseau de neurones pour la régulation et le filtrage

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI, comme celle présentée sur la figure III.8. Mais, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type réseau de neurones Adaline et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un PI de type réseau de neurones.

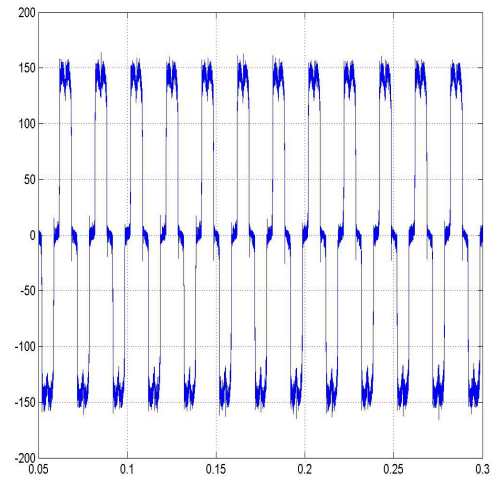
Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

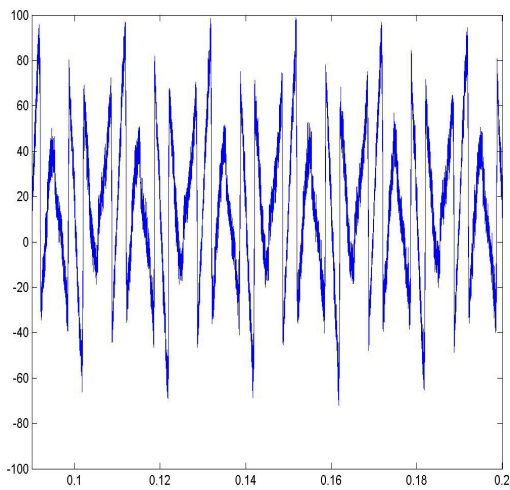
Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



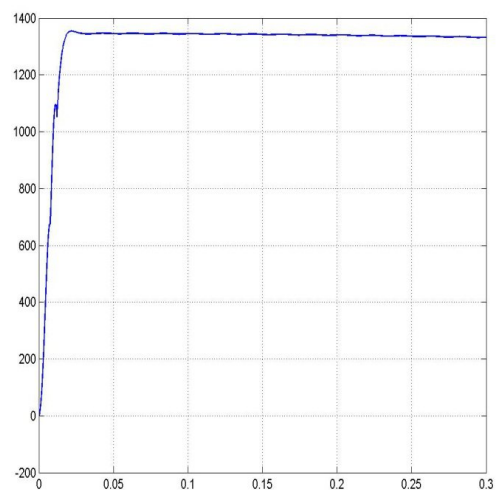
Courant de source après filtrage



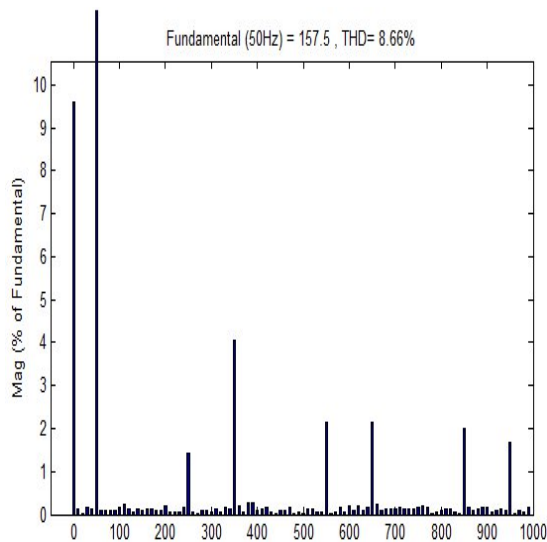
Courant de charge



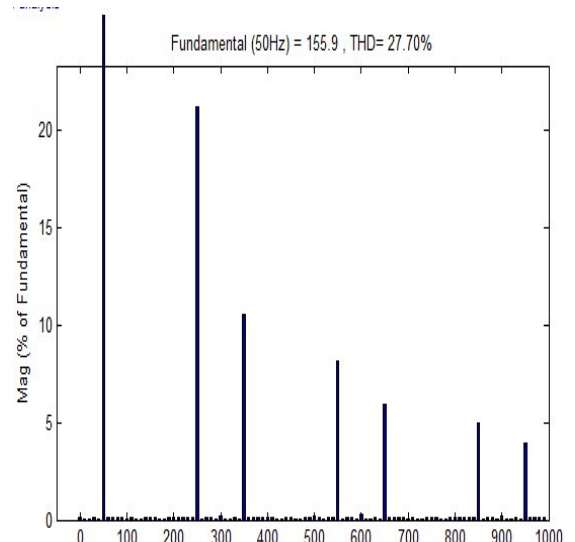
Courant injecté par le FAPP2BCPM



Tension aux bornes du condensateur



FFT après filtrage



FFT avant filtrage

Figure III.13 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones Adaline pour le filtre et l'utilisation d'un PI à base de réseau de neurones

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.66%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

III. 10: FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable et un PI de type réseau de neurones dans la PLL

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI. Mais, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type multi-variable, comme celle présentée sur la figure III.6, et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un régulateur PI classique, cependant nous avons utiliser dans la PLL un régulateur PI de type réseau de neurones.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

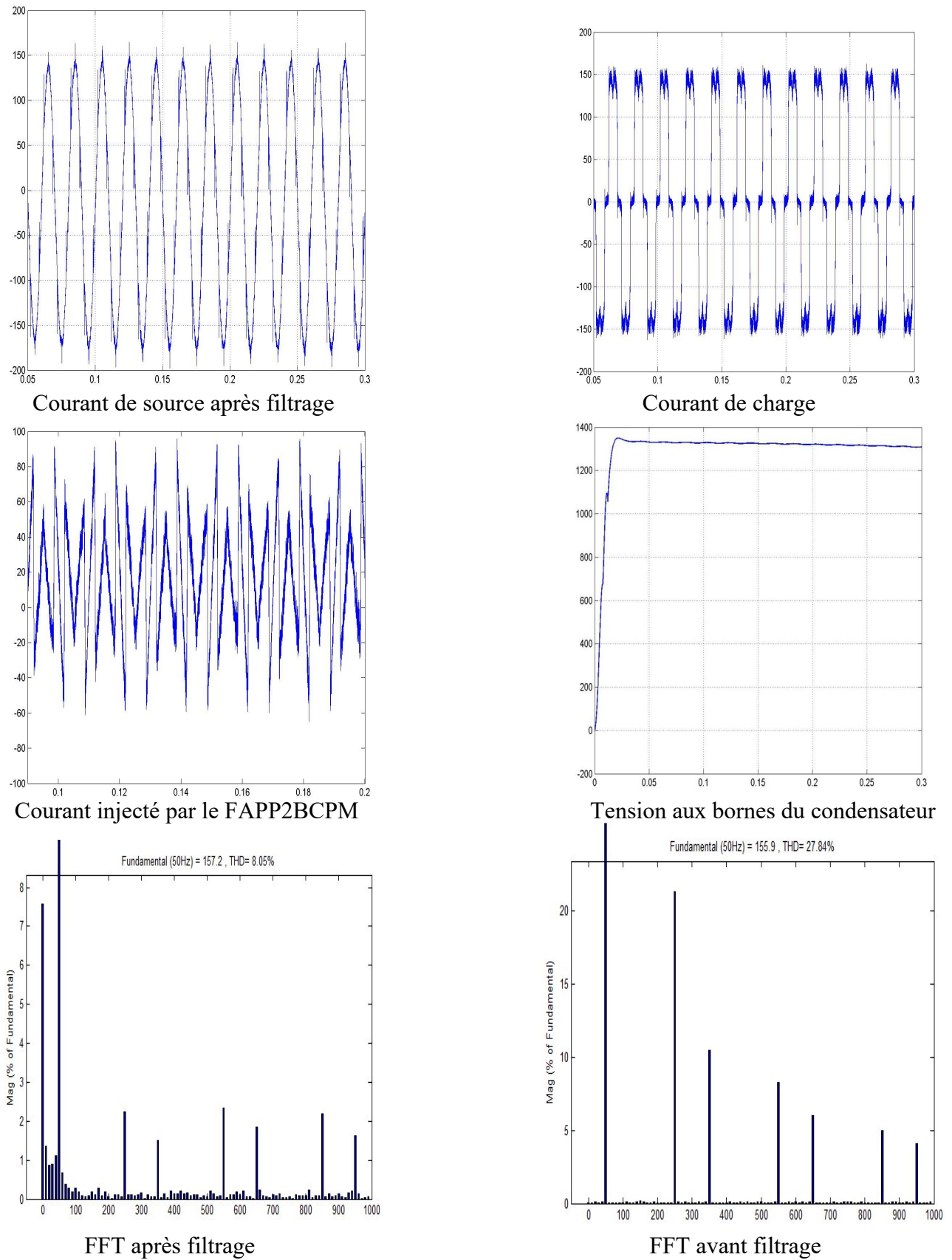


Figure III.14 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones pour la PLL et l'utilisation d'un filtre multi-variable

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.05%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

III. 11: FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type logique floue et un PI de type réseau de neurones dans la PLL

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI. Mais, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type multi-variable, comme celle présentée sur la figure III.6, et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un régulateur PI de type logique floue, et nous avons utiliser dans la PLL un régulateur PI de type réseau de neurones.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(\text{v})$	$L_s(\text{H})$	$R_s(\Omega)$	$L_c(\text{H})$	$R_c(\Omega)$	$L_d(\text{H})$	$R_d(\Omega)$	$L_f(\text{H})$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(\text{F})$
240	45.56e^{-6}	1.59e^{-3}	23.19e^{-9}	2.73e^{-3}	2.6e^{-6}	2.79	0.1e^{-3}	1.5e^{-6}	45e^{-3}

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

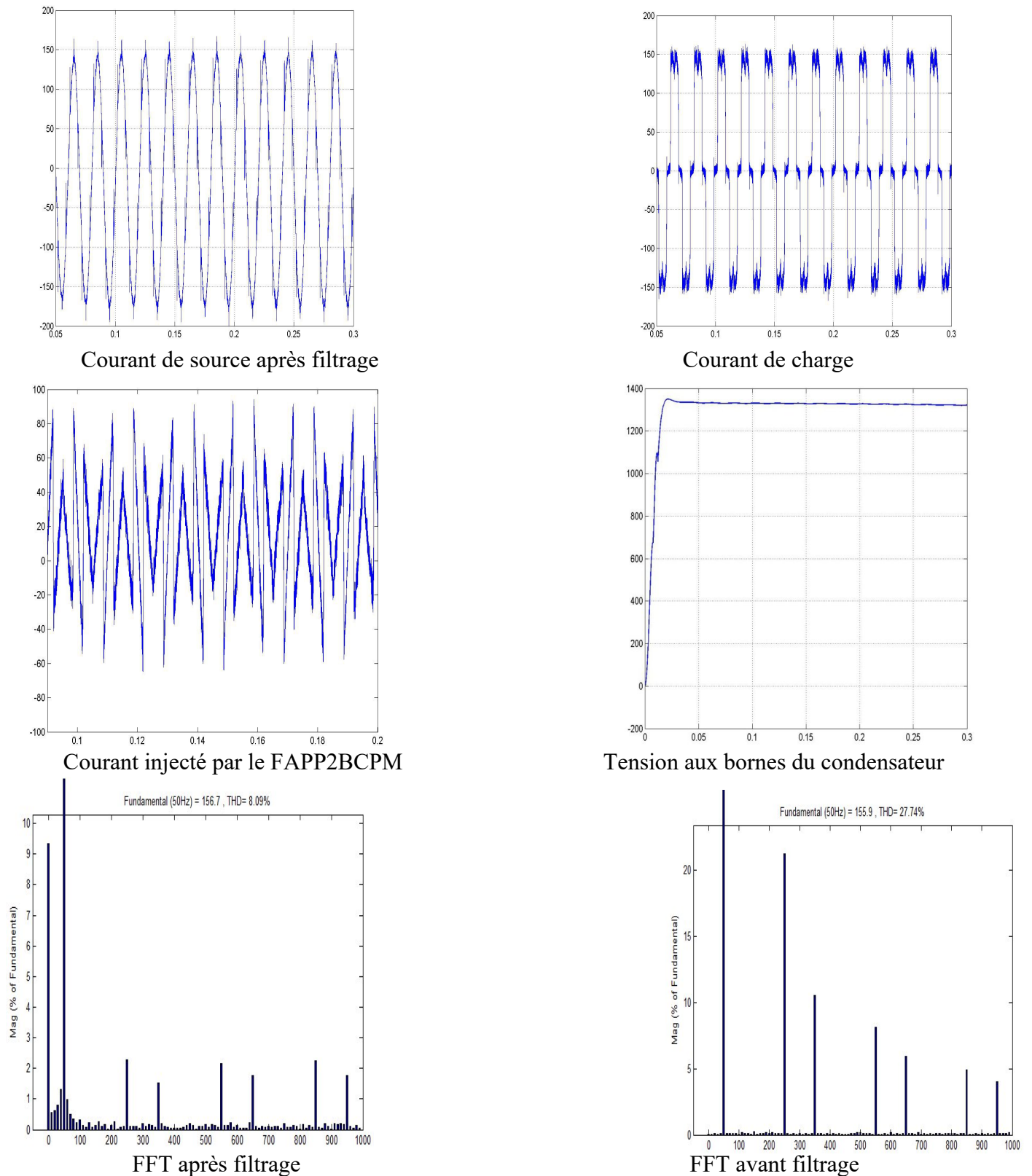


Figure III.15 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par logique floue

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.09%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

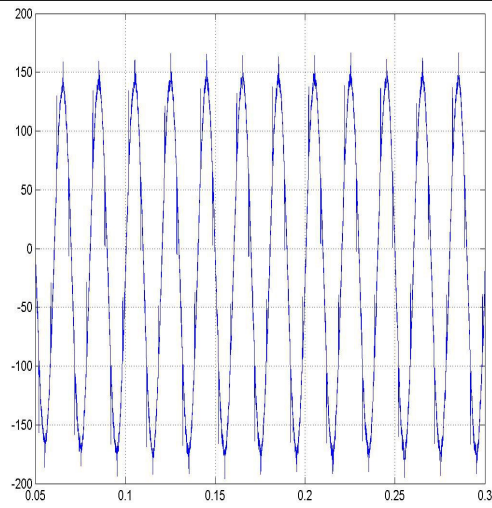
III. 12: FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type réseau de neurones et un PI de type réseau de neurones dans la PLL

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI. Mais, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type multi-variable, comme celle présentée sur la figure III.6, et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un régulateur PI de type réseau de neurones, et nous avons utiliser dans la PLL un régulateur PI de type réseau de neurones.

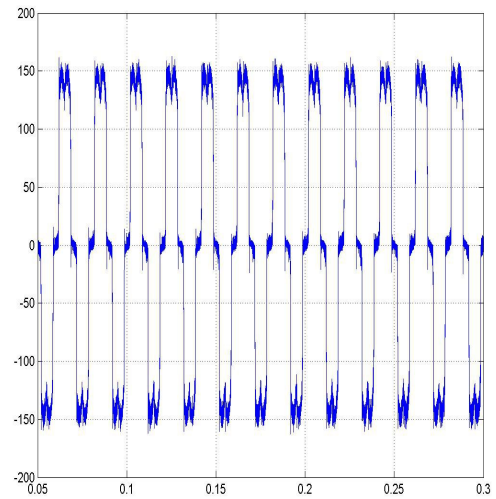
Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

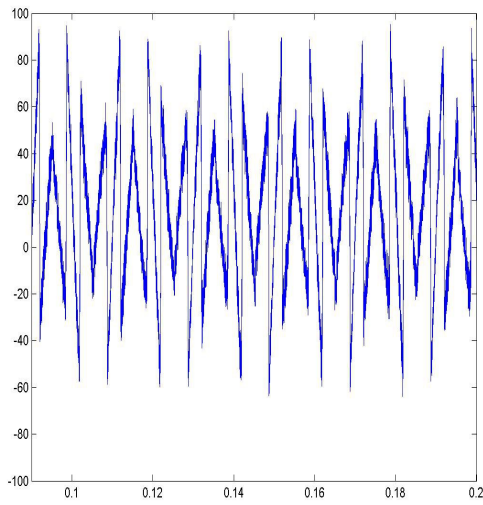
Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :



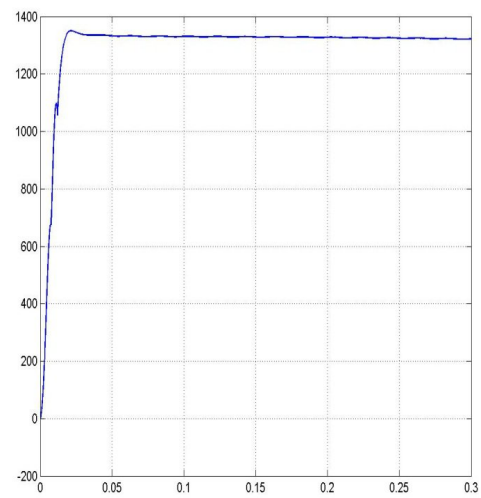
Courant de source après filtrage



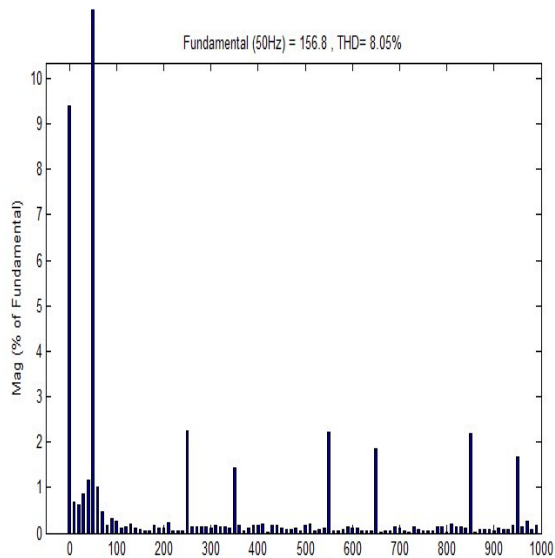
Courant de charge



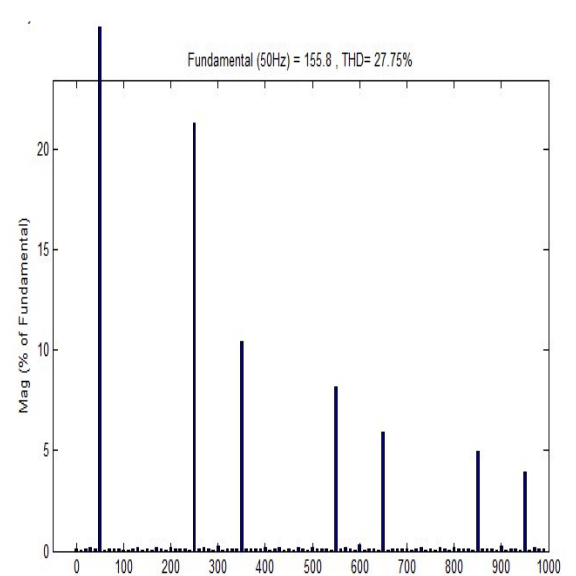
Courant injecté par le FAPP2BCPM



Tension aux bornes du condensateur



FFT après filtrage



FFT avant filtrage

Figure III.16 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par réseau de neurones pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par réseau de neurones

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.05%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

III. 13: FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type réseau de neurones et un PI de type logique floue dans la PLL

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI. Mais, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type multi-variable, comme celle présentée sur la figure III.6, et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un régulateur PI de type réseau de neurones, et nous avons utiliser dans la PLL un régulateur PI de type logique floue.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

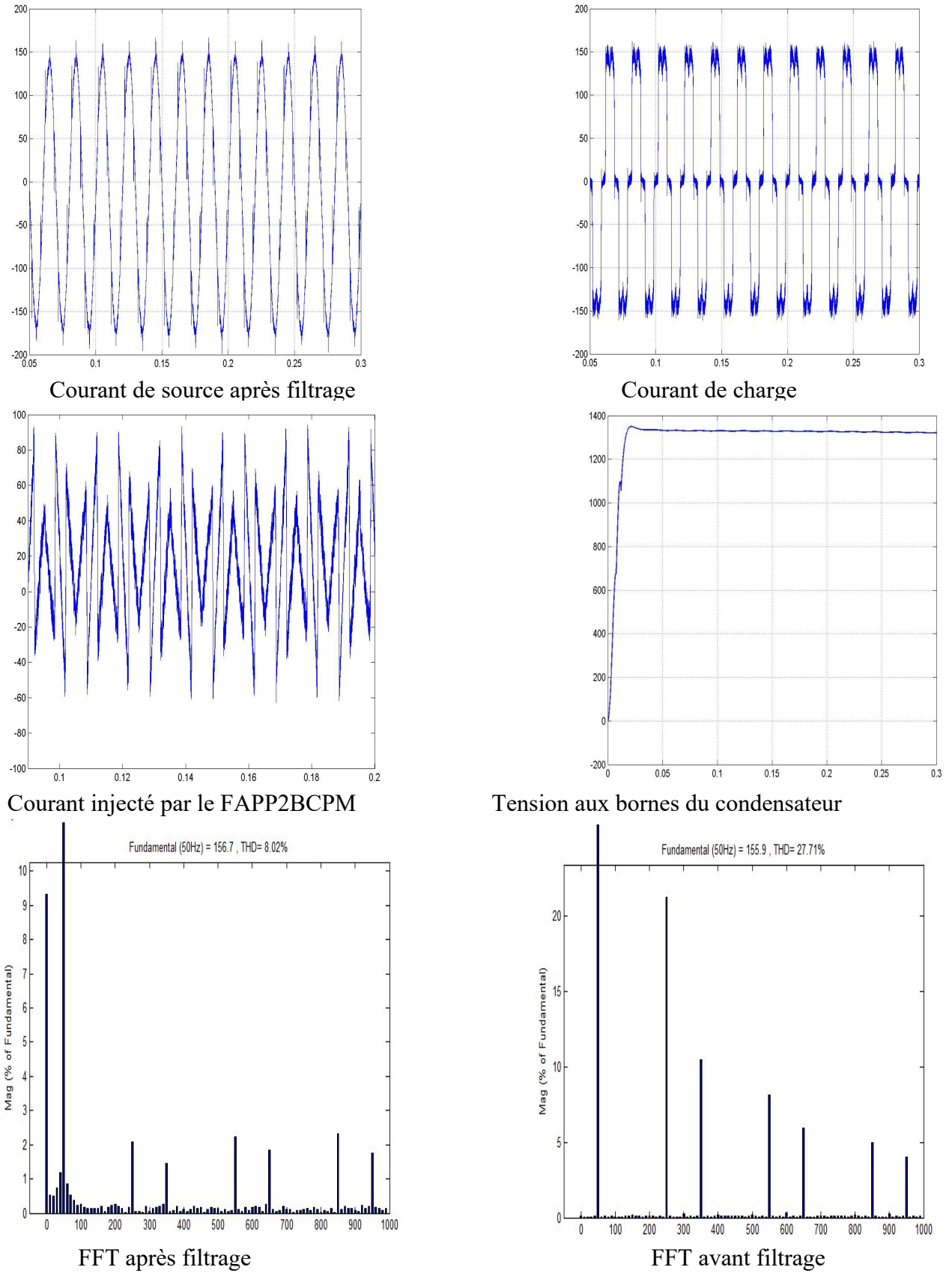


Figure III.17 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par réseau de neurones

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.02%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

III. 14: FAPP2BCPM utilisant un filtre multi-variable, la régulation du condensateur par un PI de type logique floue et un PI de type logique floue dans la PLL

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode DQ, avec l'utilisation de la MLI. Mais, Cette fois-ci, nous avons incorporé un filtre qui permet d'extraire efficacement les harmoniques de courant de type multi-variable, comme celle présentée sur la figure III.6, et pour la régulation du condensateur nous avons utilisé un régulateur PI de type logique floue, et nous avons utiliser dans la PLL un régulateur PI de type logique floue.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(\text{v})$	$L_s(\text{H})$	$R_s(\Omega)$	$L_c(\text{H})$	$R_c(\Omega)$	$L_d(\text{H})$	$R_d(\Omega)$	$L_f(\text{H})$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(\text{F})$
240	45.56e^{-6}	1.59e^{-3}	23.19e^{-9}	2.73e^{-3}	2.6e^{-6}	2.79	0.1e^{-3}	1.5e^{-6}	45e^{-3}

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

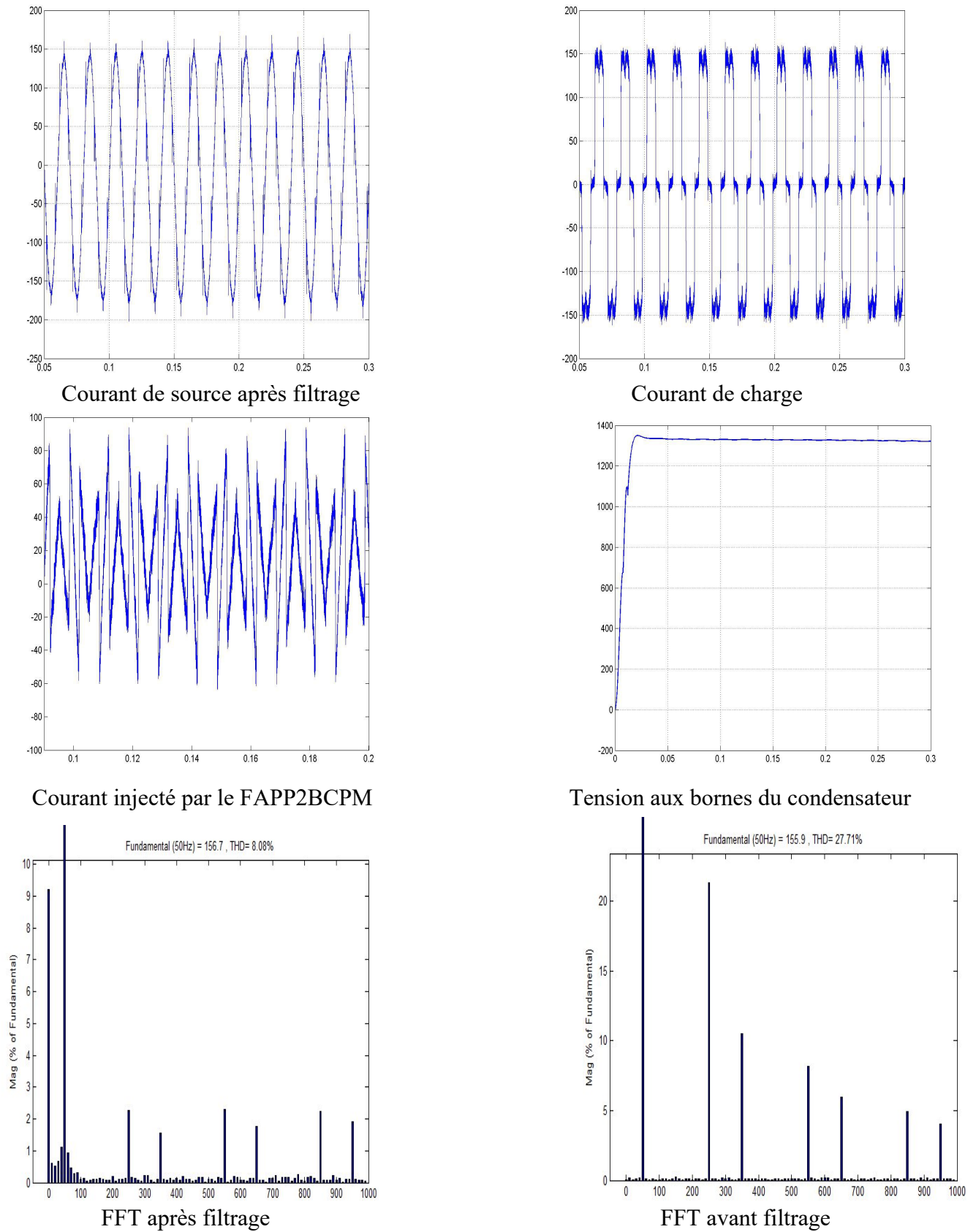


Figure III.18 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande DQ avec une régulation par logique floue pour la PLL, l'utilisation d'un filtre multi-variable et la régulation PI du condensateur par logique floue

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 8.08%, ce qui est supérieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

III. 15: FAPP2BCPM utilisant une régulation du condensateur par un PI de type Algorithme génétique

Pour cette simulation, nous continuons à utiliser la même topologie FAPP2BCPM avec la méthode PQ, avec l'utilisation de la MLI, comme celle présentée sur la figure III.8. Mais, Cette fois-ci, nous avons utilisé un régulateur PI de type algorithme génétique.

Les paramètres complets du système sont résumés dans le tableau suivant :

$V_s(V)$	$L_s(H)$	$R_s(\Omega)$	$L_c(H)$	$R_c(\Omega)$	$L_d(H)$	$R_d(\Omega)$	$L_f(H)$	$R_f(\Omega)$	$C_{dc}(F)$
240	$45.56e^{-6}$	$1.59e^{-3}$	$23.19e^{-9}$	$2.73e^{-3}$	$2.6e^{-6}$	2.79	$0.1e^{-3}$	$1.5e^{-6}$	$45e^{-3}$

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-après :

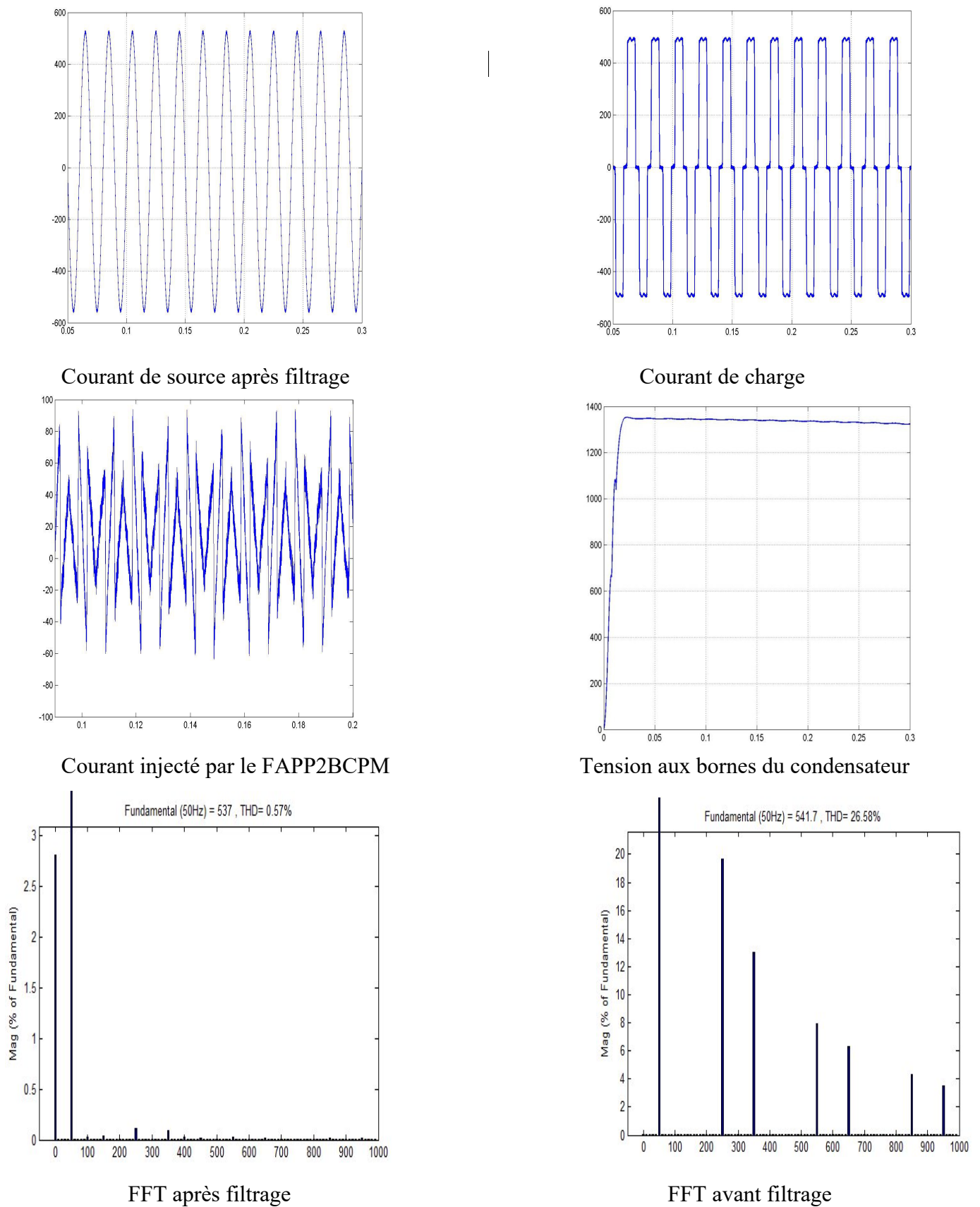


Figure III.19 : Résultats de simulation d'un FAPP2BCPM par MLI utilisant une commande PQ avec une régulation PI du condensateur par algorithme génétique

Interprétation des résultats

De cette simulation nous observons les données suivantes :

- Le courant de source après filtrage s'est détérioré un peu.
- La sinusoïdale est dégradée, avec un THD égal à 0.57%, ce qui est inférieur à 5%.
- Il existe une tension constante autour de 1300 V au niveau du condensateur

Récapitulation

Cette section présente une synthèse de l'ensemble des simulations réalisées. Les valeurs du THD mesurées avant et après filtrage sont détaillées dans le tableau ci-dessous :

Pour la commande PQ :

	Après filtrage	Avant filtrage
FAPP 3 bras avec hystérésis (condensateur PI, filtre Butterworth)	1.07%	26.26%
FAPP2BCPM avec hystérésis (condensateur PI, filtre Butterworth)	3.52%	26.60%
FAPP2BCPM avec MLI (condensateur PI, filtre Butterworth)	0.90%	26.65%
FAPP2BCPM avec MLI (condensateur PI par Algorithme génétique)	0.57%	26.58%

Pour la commande DQ

	Après filtrage	Avant filtrage
FAPP2BCPM avec MLI discret (condensateur PI- filtre multi-variable)	8.88%	27.76%
FAPP2BCPM avec hystérésis (condensateur PI par logique floue, filtre Butterworth)	8.04%	28.30%
FAPP2BCPM avec MLI (condensateur PI par logique floue, filtre Butterworth)	8.02%	27.82%

FAPP2BCPM avec MLI (condensateur PI par logique floue - filtre par réseau neurones)	8.54%	27.71
FAPP2BCPM avec MLI (condensateur PI par réseau de neurones – Filtre par réseau de neurones)	8.24%	27.64%
FAPP2BCPM avec MLI (condensateur PI par réseau de neurones - filtre par réseau de neurones)	8.66%	27.70%
FAPP2BCPM (filtre multivariable - PLL utilisant un PI par réseau de neurones)	8.05%	27.84%
FAPP2BCPM (condensateur par logique floue - filtre multivariable - PLL avec PI par réseau de neurones)	8.09%	27.74%
FAPP2BCPM (condensateur PI par réseau de neurones - filtre multivariable - PLL PI par réseau de neurones)	8.05%	27.75%
FAPP2BCPM (condensateur réseau de neurones - filtre multivariable - PLL PI par logique floue)	8.02%	27.71%
FAPP2BCPM (condensateur PI par logique floue - filtre multivariable - PLL PI par logique floue)	8.08%	27.71%

Nous remarquons que la plupart des résultats après filtrage qui sont supérieur à 5% c'est lorsque nous utilisons la commande DQ. Nous estimons que cette commande peut également obtenir des résultats inférieur a 5% si nous optimisons et trouvons les meilleurs paramètres pour nos régulateurs et le filtrage. Une exception a été faite pour l'algorithme génétique qui est utiliser pour optimiser les paramètres du régulateur PI qui nous a donné une valeur de 0.57 % du THD. Ceci prouve que l'optimisation des paramètres est un facteur important pour obtenir de très bon résultat.

Conclusion

En conclusion, ce chapitre a permis d'évaluer l'efficacité de diverses stratégies de commande et de leurs composants mis en œuvre sur le filtre actif de puissance parallèle à deux bras à point milieu, au moyen de simulations. Il a été observé que chaque composant, s'il est correctement défini, peut soit améliorer, soit détériorer la qualité du filtrage. Les meilleurs résultats ont été obtenus avec les stratégies basées sur l'algorithme génétique, qui ont démontré une supériorité en matière de réduction du THD (0,57 %). Ces résultats confirment ainsi l'efficacité du FAPP proposé pour atténuer les perturbations harmoniques et améliorer la qualité de l'énergie électrique.

Conclusion générale

Ce projet de Master consacré au filtre actif de puissance parallèle (FAPP) démontre que la gestion de la qualité de l'énergie est devenue un enjeu majeur pour la fiabilité des réseaux électriques modernes. L'évolution complexe des charges, qu'elles soient industrielles ou domestiques, rend indispensable le développement de solutions de compensation dynamique pour assurer la stabilité du réseau.

Ce mémoire a mis en évidence que la performance d'un FAPP à deux bras avec condensateur à point milieu repose sur la synergie entre sa configuration de puissance et la précision de ses algorithmes de commande. L'analyse des techniques d'identification a confirmé la robustesse des méthodes temporelles. Si la théorie de la puissance instantanée (PQ) reste privilégiée pour sa rapidité de calcul, l'intégration des réseaux de neurones de type Adaline constitue une avancée significative, permettant une extraction précise et ciblée de chaque harmonique.

Concernant les méthodes de commande de l'onduleur, l'étude comparative a permis de dégager des conclusions essentielles. Malgré sa simplicité et sa réponse dynamique ultra-rapide, la commande par hystérésis est limitée par une fréquence de commutation variable, ce qui complexifie le filtrage de sortie. À l'inverse, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet un contrôle rigoureux du spectre fréquentiel, offrant ainsi des performances de filtrage supérieures et un THD nettement réduit.

L'utilisation de régulations basées sur la logique floue, les réseaux de neurones ou les algorithmes génétiques, ainsi que le remplacement du filtre de Butterworth classique par des structures multivariables ou de type Adaline, constituent des alternatives prometteuses capables de fournir d'excellents résultats de performance.

En conclusion, l'intégration des techniques d'identification et de commande au filtre actif de puissance parallèle a permis d'atteindre un taux de distorsion harmonique (THD) satisfaisant. Ce dernier se situe généralement aux alentours de 8 %, et atteint même un niveau inférieur à 4 % dans quatre cas de figure spécifiques.

Ce mémoire ouvre des perspectives intéressantes. L'évolution du filtrage actif s'oriente désormais vers l'intégration de méthodes d'intelligence artificielle plus complexes, telles que les réseaux neuro-flous, afin d'optimiser la régulation de la tension du bus continu. Par ailleurs, le développement du filtrage sélectif et des structures multi-niveaux représente une voie prometteuse pour réduire les coûts et la puissance de dimensionnement des filtres, contribuant ainsi à l'émergence de réseaux électriques « intelligents » (Smart Grids) plus efficaces.

Références bibliographiques

- [1] L. Ben Arab, "Etude d'un filtre actif parallèle: Méthodes d'identification des harmoniques , Méthodes de commande" Master's thesis, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Algeria, 2011.
- [2] M. Boudjedaimi, "Commande d'un onduleur par des approches basées sur des réseaux de neurones artificiels," Master's thesis, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Algeria, 2009.
- [3] N. Bruyant, "Étude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, Compensation globale ou sélective des harmoniques, Régime équilibré ou déséquilibré," Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 1999.
- [4] M. A. E. Alali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension" Ph.D. dissertation, Université Louis Pasteur, France, 2002.
- [5] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC power filters," in Proc. IEEE/IAS Annual Meeting, 1976, pp. 529–535.
- [6] N. Mohan et al., "Active filters for AC harmonic suppression," in Proc. IEEE/PES Winter Meeting, 1977, pp. A77-0268.
- [7] M. C. Benhabib, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande," Ph.D. dissertation, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2004.
- [8] Y. Marif et A. Rahaoui "Étude et simulation d'un filtre actif de puissance parallèle avec sa commande pour une compensation sélective des harmoniques" Master's thesis, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, Algeria, 2016.
- [9] H. Akagi, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2007.
- [10] P. Ferracci, "La qualité de l'énergie électrique," Schneider Electric, Cahier technique CT199, Jan. 2001.
- [11] E. Bettega and J.-N. Fiorina, "Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs," Schneider Electric, Cahier technique CT183, Jan. 2000.
- [12] M. C. Benhabib, "A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control," EPE Journal, vol. 15, no. 3, 2005.

- [13] M. C. Benhabib, F. Wang, and J. L. Duarte, "Improved Robust Phase Locked Loop for Utility Grid Applications," Proceedings 13th European conference on Power Electronics and Applications (EPE09).
- [14] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," in Proc. Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan, 1983, pp. 1375–1386.
- [15] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, pp. 625–630, May/June 1984.
- [16] Espace Technologue, "TP – Régulateur PI Flou : Conception et simulation sous MATLAB/Simulink," TP Support, Jan. 2019. [Online]. Available: <https://www.espacetechnologue.com>
- [17] M. Kadri, M. Mammad "Étude et simulation d'un filtre actif de puissance parallèle utilisant une commande intelligente," Master's thesis, Université Aboubekr Belkaid, Tlemcen, Algeria, June 2021.
- [18] S. Chebli, A. Elakkary, N. Sefiani, and N. Elalami, "Optimisation par algorithme génétique d'un régulateur PI pour le contrôle de congestion d'un routeur," 3^{ème} Édition de la Journée Scientifique d'Analyse des Systèmes et Traitement de l'Information (JASTI 3), 2016.
- [19] The MathWorks, Global Optimization Toolbox: Genetic Algorithm (ga), version R2026a, Natick, MA, USA: The MathWorks, Inc., 2026. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/products/global-optimization.html>

Abstract

This Master's thesis addresses power quality improvement and harmonic mitigation using a Shunt Active Power Filter (SAPF) with a mid-point capacitor in the presence of non-linear loads. The harmful effects of current harmonics are highlighted, justifying the implementation of real-scale dynamic compensation strategies. Simulations are conducted on a two-leg SAPF structure with a mid-point capacitor to compare hysteresis and Pulse Width Modulation (PWM) control techniques. The integration of advanced methods, such as multivariable filters, fuzzy logic, neural networks, and genetic algorithms, enhances the accuracy of reference current extraction. The genetic algorithm approach proves to be the most effective, reducing the Total Harmonic Distortion (THD) to 0.57%. These results demonstrate the efficiency of intelligent methods in eliminating harmonics and achieving a purified source current. Consequently, the SAPF ensures compliance with, or even approaches, IEC standard thresholds (below 5%) by generating a quasi-sinusoidal waveform.

Keywords: Shunt Active Power Filter (SAPF), two-leg mid-point structure, neural networks, fuzzy logic, genetic algorithm.

ملخص

تتناول هذه الرسالة الماجستير تحسين جودة الطاقة وتخفيف التأثيرات التوافقية باستخدام مرشح طاقة نشط متوازي مزود بمكثف عند النقطة الوسطى، في ظل وجود أحمال غير خطية. تم تسليط الضوء على الآثار الضارة للتوافقيات التيار، مما يبرر اللجوء إلى استراتيجيات التعويض الديناميكي في الوقت الحقيقي. يتم إجراء محاكاة على هيكل ذي ذراعين مزود بمكثف عند النقطة الوسطى، بهدف مقارنة أنظمة التحكم القائمة على التباطؤ وأنظمة التحكم القائمة على تعديل عرض النبضة. إن دمج التقنيات المتقدمة، مثل المرشحات متعددة المتغيرات، والمنطق غير الدقيق، والشبكات العصبية، والخوارزميات الوراثية، يسمح بزيادة دقة استخراج التيارات المرجعية. وقد ثبت أن النهج القائم على الخوارزمية الوراثية هو الأكثر فعالية، حيث يخفض معدل التشوه التوافقي 0,57% تُثبت هذه النتائج فعالية الأساليب الذكية في إزالة التوافقيات والحصول على تيار مصدر نقي تُثبت هذه النتائج فعالية الأساليب الذكية في إزالة التوافقيات والحصول على تيار مصدر نقي. وبالتالي، يتيح نظام الامتثال لعتبات معيار (أقل من 5%) أو حتى الاقتراب منها، من خلال توليد موجة شبه جيبية

الكلمات المفتاحية: المرشح النشط المتوازي، البنية ثنائية الأذرع ذات النقطة الوسطى، الشبكات العصبية، المنطق غير

الدقيق، الخوارزمية الجينية

Résumé

Ce mémoire de master traite de l'amélioration de la qualité de l'énergie et de l'atténuation des harmoniques grâce à un filtre actif de puissance parallèle (FAPP) avec condensateur à point milieu, en présence de charges non linéaires. Les effets nocifs des harmoniques de courant sont mis en évidence, justifiant ainsi le recours à des stratégies de compensation dynamique en temps réel. Des simulations sont réalisées sur une structure FAPP à deux bras avec condensateur à point milieu, afin de comparer les commandes par hystérésis et par modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'intégration de techniques avancées, telles que les filtres multivariables, la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques, permet d'accroître la précision de l'extraction des courants de référence. L'approche par algorithme génétique s'avère la plus performante, réduisant le taux de distorsion harmonique (THD) à 0,57 %. Ces résultats démontrent l'efficacité des méthodes intelligentes pour éliminer les harmoniques et obtenir un courant de source purifié. Ainsi, le FAPP permet de respecter, voire de se rapprocher, des seuils de la norme CEI (inférieurs à 5 %) en générant une onde quasi sinusoïdale.

Mots-clés : Filtre actif parallèle (FAPP), structure à deux bras à point milieu, réseaux de neurones, logique floue, algorithme génétique.