

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

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : ELECTRONIQUE

Spécialité : Industries Electroniques

Par

- **BENDJEFFAL MOHAMMED**
- **BENABBAS MOURAD**

Intitulé

***Utilisation d'un convertisseur multi-niveaux de type PUC dans un
Système de filtrage actif.***

Evalué le : 27/06/2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. BENTOUHAMI Larafi</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. TALBI Billel</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BOUKEZATA Boualem</i>	<i>....</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

Dédicace

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents, aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler, que dieu leur procure la bonne santé et une longue vie

A ma chère KHAOULA qui je ne remercierai jamais assez pour son soutien, ses encouragements et toute l'aide qu'il m'a apporté durant mes études

A mes chères sœurs pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A mon cher frère, pour son appui et son encouragement,

A mon cher binôme MOHAMMED pour sa compréhension tout au long du projet et son partage des instants les plus difficiles durant ces années d'étude

A mes amis REDHA ,RABEH et YAKOUB, Nulle dédicace ne pourrait exprimer ma profonde affection et mon immense gratitude pour tous les encouragements et les soutiens qu'elles ont consenties à mon égard.

Merci d'être toujours là pour moi.

MOURAD BENABBAS

Dédicace

*À mes chers parents, source de vie, d'amour et d'affection qui m'ont
toujours soutenu durant tout le parcours de mes études.*

À mes chers frères et leurs petits familles, source de joie et de bonheur.

À toute ma famille, source d'espoir et de motivation.

À tous mes amis sans exception.

*À **MOURAD**, chers amis ayant d'être binôme qui j'ai partagé la joie et
les difficultés relatives au suivi du projet.*

À tous ceux qui j'aime et qui pensent à moi.

BENDJEFFAL MOHAMMED

Remerciements

Nous remercions tout d'abord **ALLAH** qui nous a donné l'aide, le courage, le pouvoir et la patience pour finaliser ce travail.

Nous remercions, notre encadreur **Dr. TALBI BILLEL** pour leur encadrement de grande qualité scientifique, leur précieux conseils, ses qualités humaines et compétences scientifiques, ses remarques fructueuses et leur encouragement qui ont contribué efficacement à l'avancement de ce travail.

Nous tenons à remercier nos parents pour leur patience, leur encouragement et leur disponibilité avec nous dans chaque instant.

Nous n'oublions pas dans nos remerciements à tout le personnel du département **MCIL ELECTRONIQUE BBA**. Merci à tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous qui nous ont accompagné, aidé, soutenu et encouragé tout au long de la réalisation de ce mémoire et nous tenons à remercier toutes les personnes qui nous ont aidé de près ou de loin.

Table des matières

Table des matières	v
Liste des Figures	vii
Liste des Tableaux	ix
Liste des Symboles	x
Acronymes	xi
Introduction générale	1
Chapitre I : Notions sur la qualité d'énergie et le filtrage actif	
I.1. Introduction	2
I.2. Qualité de l'énergie électrique	2
I.2.1. Qualité de la tension	3
I.2.1. Qualité du courant	3
I.3. Perturbations harmoniques	3
I.3.1. Caractéristiques des harmoniques	4
I.3.2. Sources des harmoniques	5
I.3.3. Effets des perturbations des harmoniques	7
I.3.4. Normes concernant les perturbations harmoniques	8
I.4. Solutions pour l'amélioration de la qualité d'énergie	9
I.4.1. Solutions traditionnelles (Filtres passifs)	9
I.4.2. Solutions modernes (Filtres actifs parallèles)	10
I.5. Conclusion	16
Chapitre II : Amélioration de la qualité d'énergie à l'aide d'un onduleur à deux niveaux	
II.1. Introduction	17
II.2. Structure d'un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux	17
II.3. Contrôle par hystérésis du courant d'un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux	19
II.3.1. Contrôle du courant par hystérésis	19
II.3.2. Boucle de régulation de la tension du bus continu	20
II.3.3. Boucle de verrouillage de phase	21
II.3.4. Résultats de simulation	22

II.4. Contrôle prédictif du courant d'un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux	27
II.4.1. Principe de la commande prédictive à ensemble de commande finie	27
II.4.2. Algorithme du contrôle prédictif du courant	28
II.4.3. Résultats de simulation.....	32
II.5. Conclusion	36
 Chapitre III : Amélioration de la qualité d'énergie à l'aide d'un onduleur multi niveaux de type PUC	
III.1. Introduction	37
III.2. Onduleur PUC5 pour le filtrage actif	37
III.3. Système de filtrage actif à base d'onduleur MPUC5	38
III.4. Commande prédictive de l'onduleur PUC5 du FAP	40
III.4.1. Algorithme du contrôle prédictif du courant.....	41
III.4.2. Résultats de simulation	44
III.5. Étude comparative	49
III.6. Conclusion	50
Conclusion générale.....	51
Références Bibliographiques.	
<i>Résumé .</i>	

Liste des Figures

Figure I.1. Exemple d'allures de signaux déformés.....	4
Figure I.2. Schéma de principe d'un filtre passif (a) série et (b) parallèle.....	10
Figure I.3. Schéma de principe d'un filtre actif parallèle.....	11
Figure I.4. Structure d'un filtre actif monophasé.....	11
Figure I.5. Structure d'un filtre actif triphasé.....	12
Figure I.6. Bras d'un onduleur de tension : (a) deux niveaux, (b) trois niveaux et (c) n niveaux.....	13
Figure I.7. Circuit d'un onduleur NPC à 5 niveaux.....	13
Figure I.8. Circuit d'un onduleur à capacités flottantes à 5 niveaux.....	14
Figure I.9. Circuit d'un onduleur en cascade à 5 niveaux.....	15
Figure I.10. Circuit d'un onduleur PUC à 5 niveaux.....	15
Figure II.1. Structure générale d'un FAP monophasé à deux niveaux.....	18
Figure II.2. Structure de contrôle par hystérésis du courant d'un FAP monophasé à deux niveaux.....	19
Figure II.3. Principe du contrôle de courant par hystérésis.....	20
Figure II.4. Principe de génération des ordres de commande.....	20
Figure II.5. Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continue.....	21
Figure II.6. Diagramme de blocs d'une PLL.....	22
Figure II.7. Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.1s$ avec le contrôle par hystérésis du courant.....	25
Figure II.8. Résultats de simulation lors la variation de la charge non linéaire du FAP à $t=0.35s$ avec le contrôle par hystérésis du courant.....	26
Figure II.9. Schéma fonctionnel de la commande MPC.....	27
Figure II.10. Structure générale de la FCS-MPC appliqué au convertisseur de puissance. ...	28
Figure II.11. Structure de contrôle prédictif du courant d'un FAP monophasé à deux niveaux.	29
Figure II.12. Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif.....	30
Figure II.13. Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.1s$ avec le contrôle prédictif du courant.....	34
Figure II.14. Résultats de simulation lors la variation de la charge non linéaire du FAP à $t=0.35s$ avec le contrôle prédictif du courant.....	36
Figure III.1. Configuration de : a) PUC5 b) MPUC5.....	38

Figure III.2. Structure d'un FAP monophasé à base d'onduleur PUC5	39
Figure III.3. (a) La topologie de MPUC5, (b) Les états de commutation de l'onduleur MPUC 5.	40
Figure III.4. Structure de contrôle prédictif du courant d'un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5.	41
Figure III.5. Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif pour l'onduleur MPUC5.	42
Figure III.6. Résultats de simulation après la mise en service du FAP à base d'onduleur MPUC5 à $t=0.1s$ avec le contrôle prédictif du courant.	46
Figure III.7. Résultats de simulation lors la variation de la charge non linéaire du FAP à base d'onduleur MPUC5 à $t=0.4s$ avec le contrôle prédictif du courant.	49
Figure III.8. Structure de contrôle par hystérésis du courant d'un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5.	49

Liste des Tableaux

Tableau I.1. Quelques convertisseurs statiques et l'allure des courants engendrés.....	6
Tableau I.2. Normes les plus utilisées sur les problèmes de qualité de l'énergie.	8
Tableau I.3. Std IEC 61000-3-2 : Courant maximum admissible (courant de l'équipement inférieur ou égal à 16A par phase), (puissance absorbée $P < 600W$).....	9
Tableau I.4. Norme IEEE 519-1992 limites de distorsion de tension.	9
Tableau II.1. Les états de commutation et niveaux de tension de l'onduleur à deux niveaux.	18
Tableau II.2. Les paramètres de simulation.	22
Tableau III.1. Les états de commutation et niveaux de tension de l'onduleur MPUC5.	39
Tableau III.2. Etude comparative entre les deux structures de commande du FAP.....	50

Liste des Symboles

v_s	La tension du réseau
f_s	La fréquence de la source
i_s	Le courant du réseau
R_s, L_s	L'inductance et la résistance du réseau
C_{dc}	La capacité du condensateur du bus continu
V_{dc}	La tension du bus continu
V_{dc-ref}	La tension de référence du bus continu
i_f	Le courant du filtre
i_L	Le courant du charge
R_f, L_f	L'inductance et la résistance du filtre
$S_{a,b,c}$	Les Signaux de commutation de l'onduleur.
C_1, C_2	Les capacités des condensateurs du PUC5
C_{dc1}, C_{dc2}	Les liaisons DC du l'onduleur PUC5
V_{dc1}, V_{dc2}	Les tensions des liaisons DC du l'onduleur PUC5
L_L	L'inductance du redresseur du coté AC
R_l, L_l	L'inductance et résistance du filtre
i_{f-ref}	Le courant de référence du filtre
i_{s-ref}	Le courant de référence du réseau
Δ	La largeur de la bande hystérésis
ε	L'erreur de tension
T_s	Temps d'échantillonnage
f_s	La fréquence d'échantillonnage
P	La puissance Active
Q	La puissance Réactive
g	La fonction de cout de l'algorithme prédictif

Acronymes

MLI	Multi-level inverter
PI	Proportional Integral
MPC	Model Predictive Control
FCS-MPC	Finite Control Set MPC
AC	Alternative Current
DC	Direct Current
HCC	Hysteresis Current Control
PLL	Phase Locked Loop
THDi	Total Harmonic Distortion index
APF	Active power filter
SAPF	Shunt active power filter
PUC	Packed unit cell
MPUC	Modified packed unit cell
CHB	Cascade h-bridge
NPC	Neutral point clamped
FC	Flying capacitor
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>FD</i>	Le facteur de distorsion
<i>FP</i>	Le Facteur de puissance

Introduction générale

Les équipements industriels et domestiques utilisent de plus en plus de circuits électroniques ayant un comportement non-linéaire. Ils engendrent, dans les réseaux de distribution, des courants non-sinusoïdaux provoquant des effets nocifs [1-2]. Dans ce contexte, nombreuses études se sont intéressées au rejet de ces perturbations harmoniques à l'aide d'un filtre actif parallèle (FAP) comprenant un onduleur ; leur principe est la production et l'injection de courants harmoniques d'égale amplitude et en opposition de phase avec les harmoniques produits par la charge non linéaire et que l'on désire compenser, ce qui permet de garder le courant du réseau sinusoïdal à tout instant [3].

L'objectif recherché est d'obtenir un courant du réseau s'approchant le plus possible du signal sinusoïdal, ce qui nous mène à l'utilisation d'une nouvelle génération d'onduleurs dits multi-niveaux. Afin d'atteindre cet objectif, ce travail consiste à utiliser un onduleur à cinq niveaux monophasés à cellules empilées PUC « Packed U Cells » comme un FAP ; ce convertisseur a l'avantage de fournir un nombre de niveaux élevé pour un nombre de composants réduit, ce qui la privilégie par rapport à ses concurrents comme le convertisseur à point neutre calé (NPC), le convertisseur à capacités flottantes ou encore le convertisseur de Vienna. Le présent travail est organisé comme suit :

- Le premier chapitre présente des généralités sur les différentes sources de pollution des réseaux électriques. Nous focalisons le point sur celui des harmoniques. Ensuite nous passons ou différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique existantes.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'étude et la commande d'un FAP monophasé à deux niveaux ; deux structures de contrôle sont présentées : le contrôle par hystérésis et le contrôle prédictif. Des résultats de simulation sont présentés afin de montrer la faisabilité des deux structures de contrôle présentées.
- Dans le troisième chapitre un FAP monophasé à base d'un onduleur PUC à cinq niveaux est présenté et étudié. Ensuite, un algorithme prédictif du courant est développé pour la commande du FAP monophasé multi-niveaux. Le chapitre est clôturé par une étude comparative par simulation entre les techniques appliquées.

Enfin, une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le mémoire

Chapitre I :

Notions sur la qualité d'énergie et le filtrage actif

I.1. Introduction

L'utilisation des appareils électriques est de plus en plus intense que ce soit pour des applications industrielles ou domestiques. Cependant la plupart de ces appareils tels que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique absorbent des courants non sinusoïdaux, ce qui provoque des distorsions harmoniques dans l'ensemble du réseau électrique. Ces harmoniques peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques [4].

Toutefois, le rôle des réseaux électriques est de fournir aux consommateurs de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tension parfaitement sinusoïdale ayant des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies en fonction du point de raccordement. Afin d'atteindre cet objectif, plusieurs méthodes de dépollution harmonique sont étudiées, parmi elles les filtres actifs qui sont une alternative très intéressante du point de vue rendement, fiabilité et coût.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord les différentes sources d'harmoniques et leurs effets sur l'ensemble des équipements électriques. Ensuite, nous abordons les différentes stratégies de dépollution de ces harmoniques.

I.2. Qualité de l'énergie électrique

L'énergie électrique est un produit indispensable et très différent de tous les autres produits. Elle parvient aux clients par l'intermédiaire d'un système électrique qui comprend la production

et les réseaux de transport et de distribution. Pour maintenir le système électrique stable, il est nécessaire de disposer d'une capacité de production adaptée, à chaque instant, à la demande. Avec la libéralisation du marché de la production de l'électricité, les ressources du réseau sont détenues, gérées et entretenues par un certain nombre d'organisations différentes. Garantir la qualité de l'énergie fournie aux clients n'est donc pas une tâche aisée et il est très difficile de retirer de la chaîne d'approvisionnement de l'électricité non conforme ou d'imaginer qu'elle puisse être refusée par le client. La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant. Nous allons donc définir ces deux notions dans la suite de cette section [5].

I.2.1. Qualité de la tension

La qualité de l'énergie électrique, au niveau de la distribution, consiste en le maintien d'une tension sinusoïdale, d'amplitude et de fréquence nominale. Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tension constituant un système alternatif triphasé, qui possède quatre caractéristiques principales : l'égalité de l'amplitude des trois tensions, la fréquence, la forme sinusoïdale de l'onde, et la symétrie du système triphasé. L'amplitude de la tension est un facteur important pour la qualité de l'électricité. Elle constitue en général le premier engagement contractuel du distributeur d'énergie. Habituellement, l'amplitude de la tension doit être maintenue dans un intervalle de $\pm 5\%$ autour de la valeur nominale. Dans le cas idéal, les trois tensions ont la même amplitude, qui est constante. Cependant, plusieurs phénomènes perturbateurs peuvent affecter l'amplitude des tensions [6, 7].

I.2.1. Qualité du courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constantes, déphasés de $2\pi/3$ radians entre eux, et de forme purement sinusoïdale. Le terme qualité du courant est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement liée à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, la qualité de l'énergie électrique est souvent réduite à la qualité de la tension [8].

I.3. Perturbations harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale à 50Hz,

d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle de la fondamentale, due à la présence des harmoniques. Les récepteurs absorbent des courants non sinusoïdaux qui traversent les impédances du réseau et provoquent ainsi une déformation de la sinusoïde de tension d'alimentation. La déformation de la forme d'onde est caractérisée par l'apparition de fréquences harmoniques de tension comme l'indique la Figure I.1. Le domaine de fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre l'harmonique 2 et celui du rang 40 [9].

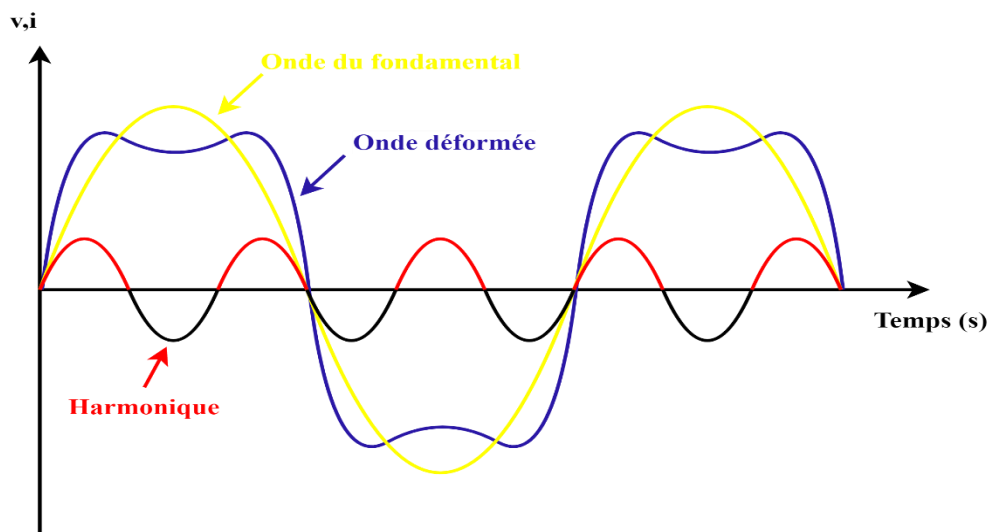


Figure I.1. Exemple d'allures de signaux déformés.

I.3.1. Caractéristiques des harmoniques

I.3.1.1. Taux de distorsion harmonique THD%

Le taux de distorsion harmonique total décrit l'influence des composantes harmoniques d'un signal distordu. Il sert à mesurer le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Le taux global de distorsion harmonique pour un courant est défini par le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamental [8] :

$$Thd\% = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}{I_1^2}} \quad (I.1)$$

Avec I_1 , I_h : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h .

I.3.1.2. Facteur de distorsion

Le facteur de distorsion FD est défini comme étant le rapport entre la fondamentale et le signal en valeurs efficaces. Il est donné par l'expression suivante [8] :

$$FD = \frac{I_1}{I_{eff}} \quad (I.2)$$

Il est alors égal à l'unité lorsque le courant est purement sinusoïdal et diminue lorsque la distorsion apparaît.

I.3.1.3. Facteur de puissance

Pour un régime sinusoïdal, le facteur de puissance FP est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S :

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

Pour le monophasé, la puissance apparente S peut être définie par :

$$S = V_{eff} I_1 \quad (I.4)$$

La puissance active P :

$$P = V_{eff} I_1 \cos(\varphi) \quad (I.5)$$

La puissance réactive Q :

$$Q = V_{eff} I_1 \sin(\varphi) \quad (I.6)$$

Avec : φ est angle de déphasage entre le courant fondamentale et la tension.

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : puissance active P , réactive Q et déformante D . Son expression est donnée comme suit [8] :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.7)$$

La puissance déformante D peut être définie par :

$$D = V_{eff} \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 \quad (I.8)$$

Donc, le facteur de puissance FP est exprimé par l'expression suivante :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.9)$$

I.3.2. Sources des harmoniques

Les harmoniques sont causées par des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques. Ces équipements sont appelés des charges non linéaires. L'émission de ces

harmoniques dans les impédances du réseau électrique entraîne des tensions harmoniques aux points de raccordement et ainsi polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [10]. Le Tableau I.1 donne un exemple d'une source sinusoïdale qui alimente des convertisseurs statiques ainsi que l'allure du courant consommé par ces derniers.

Tableau I.1. Quelques convertisseurs statiques et l'allure des courants engendrés.

Type de convertisseur	Schéma	Allure du courant
Gradateur de lumière ou de chauffage		
Redresseur d'alimentation à découpage, par exemple : ordinateur, électroménager		
Redresseur triphasé avec condensateur en tête par exemple : variateur de vitesse pour moteur asynchrones		
Redresseur triphasé avec inductance de filtrage en continu, par exemple : chargeur de batterie		
Redresseur triphasé avec inductance de lissage en alternatif, par exemple : ASI de forte puissance		

I.3.3. Effets des perturbations des harmoniques

Les courants harmoniques, qui se propagent dans les réseaux électriques, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par les mêmes réseaux. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types [11] :

❖ Les effets instantanés ou à court terme

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques** : en présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs** : les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.
- **Erreurs dans les appareils de mesure** : certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits** : les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machine tournantes).

❖ Les effets à long terme :

- **Echauffement des câbles et des équipements** : ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du suréchauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.
- **Echauffement des condensateurs** : l'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- **Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs** : échauffement causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits

magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

I.3.4. Normes concernant les perturbations harmoniques

Afin de limiter les effets des perturbations harmoniques sur les réseaux électriques, des normes ont été mises en place. Les deux principaux organismes qui ont établi de telles normes sont la Commission Électrotechnique Internationale (CEI) et l'IEEE. Les normes qu'ils ont établies sont, de façon respective, la série CEI 61000 et l'IEEE Standard 519 [12].

De façon générale ces normes identifient les principales sources de pollution harmonique, décrivent les effets de ces harmoniques sur les réseaux, décrivent des méthodes d'analyse et de mesure pour les harmoniques et fournissent diverses recommandations en vue de réduire la présence d'harmoniques sur les réseaux électriques [13]. Le Tableau I.2 cite certaines normes actuellement disponibles sur divers aspects de la qualité de l'énergie. Les Tableaux I.3 – I.4 présentent certaines limites importantes sur les tensions et les courants dans ces normes.

Tableau I.2. Normes les plus utilisées sur les problèmes de qualité de l'énergie.

Normes	Description
IEEE Standard 519-1992	Pratiques et exigences recommandées pour le contrôle des harmoniques dans les réseaux électriques
IEEE Standard 1159-1995	Pratique recommandée pour la surveillance de la qualité de l'énergie électrique
IEEE Standard 1100-1999	Pratique recommandée pour l'alimentation et la mise à la terre d'équipements électroniques sensibles
IEEE Standard 1250-1995	Guide d'entretien des équipements sensibles aux perturbations de tension momentanées
IEEE Standard 1366-2012	Indices de fiabilité de la distribution d'énergie électrique
IEC 61000-2-2	Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à basse fréquence et la signalisation dans les réseaux publics d'alimentation
IEC 61000-2-4	Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence
IEC 61000-3-2	Limites d'émission de courant harmonique
EN 50160	Caractéristiques de tension des réseaux publics de distribution

Tableau I.3. Std IEC 61000-3-2 : Courant maximum admissible (courant de l'équipement inférieur ou égal à 16A par phase), (puissance absorbée $P < 600W$).

Ordre harmonique, h	Harmonique maximale admissible courant par watt (mA/W)	Maximum autorisé courant harmonique (A)
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13<h<39 (Harmoniques impaires)	3.84/h	0.15-0.15/h

Tableau I.4. Norme IEEE 519-1992 limites de distorsion de tension.

Tension du bus PCC	Distorsion de tension individuelle (%)	Distorsion de tension totale (%)
69 kV et moins	3	5
69.001-161 kV	1.5	2.5
Jusqu'à 161.001KV	1.0	1.5

I.4. Solutions pour l'amélioration de la qualité d'énergie

De nombreuses solutions ont été développées pour désensibiliser les installations industrielles et le réseau vis-à-vis de la pollution harmonique. On peut regrouper ces solutions en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes [7].

I.4.1. Solutions traditionnelles (Filtres passifs)

Le principe d'un filtre passif est de modifier localement l'impédance du réseau, de façon à dériver les courants harmoniques et à éliminer les tensions harmoniques y afférentes. Des éléments capacitifs et inductifs sont, en effet, associés de manière à obtenir une résonance série accordée sur une fréquence choisie [14]. Une connaissance précise des rangs harmoniques qui devront être filtrés et des atténuations requises est nécessaire à la réalisation d'un filtre. Une telle étude est généralement menée à l'aide d'un logiciel de simulation. En fonction de l'atténuation harmonique recherchée, différents types de filtres passifs sont utilisés. Ils peuvent être classifiés selon leur emplacement, leur mode de connexion au circuit principal, leur degré d'amortissement ainsi que les fréquences de leurs résonances. On distingue généralement un filtre shunt et un filtre série (Figure I.2).

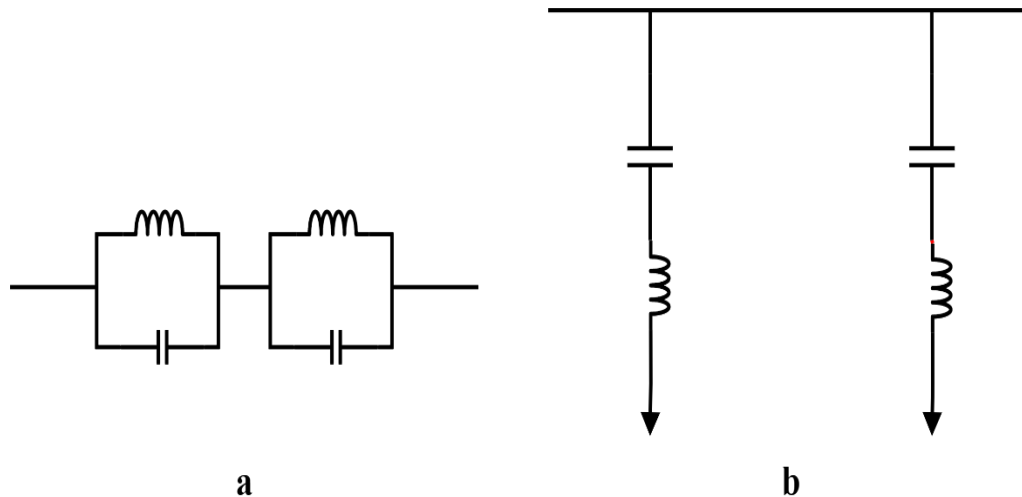


Figure I.2. Schéma de principe d'un filtre passif (a) série et (b) parallèle.

Par ailleurs, le filtre shunt est utilisé exclusivement du côté courant alternatif pour les raisons suivantes :

- ❖ Le filtre série peut porter le courant en entier à partir du circuit principal et doit être isolé de la terre. Le filtre shunt, par contre, porte uniquement le courant harmonique et peut être lié à la terre à l'une des extrémités.
- ❖ A la fréquence fondamentale, un filtre shunt a l'avantage de fournir de la puissance réactive alors qu'un filtre série consomme de la puissance réactive.
- ❖ Pour des performances égales, un filtre shunt est beaucoup moins cher qu'un filtre série.

I.4.2. Solutions modernes (Filtres actifs parallèles)

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (Figure I.3). Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau électrique des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance. L'objectif du filtre actif parallèle (FAP) consiste donc à empêcher les courants harmoniques produits par des charges polluantes de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [15].

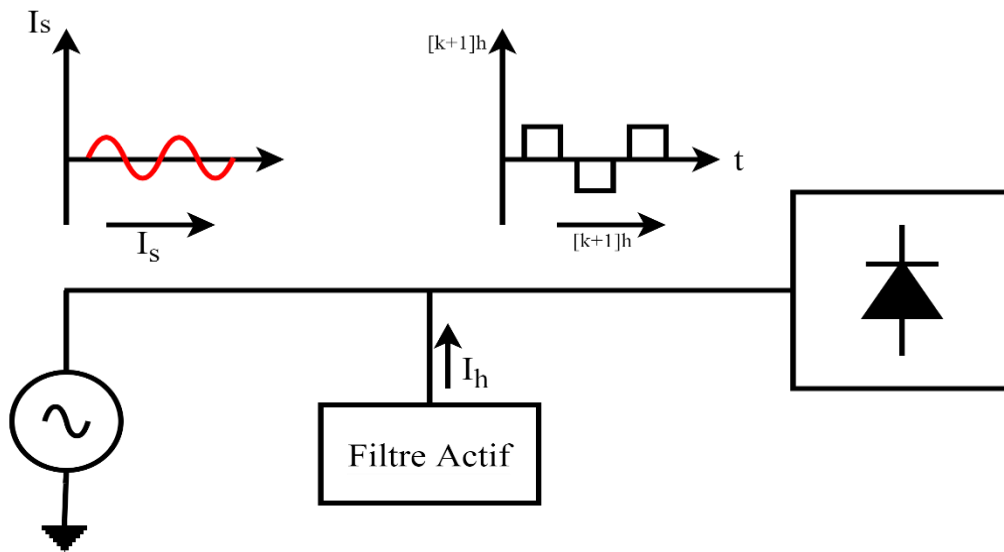


Figure I.3. Schéma de principe d'un filtre actif parallèle.

I.4.2.1. Classification des filtres actifs parallèles

I.4.2.1.1. Filtre actif parallèle monophasé

La Figure I.4 montre l'ensemble réseau, filtre actif parallèle monophasé et charge polluante. Le filtre actif est principalement constitué de trois parties : un onduleur monophasé qui se compose de quatre transistors de puissance commandables, un condensateur de bus continu et une inductance. L'onduleur est utilisé pour charger et décharger le condensateur afin d'assurer le filtrage du courant de la charge non linéaire. Le condensateur est utilisé comme un élément de stockage d'énergie et l'inductance est utilisée pour lisser et contrôler le courant à injecter par le filtre actif. Le filtre actif parallèle doit fournir la puissance déformante et/ou la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance active [16].

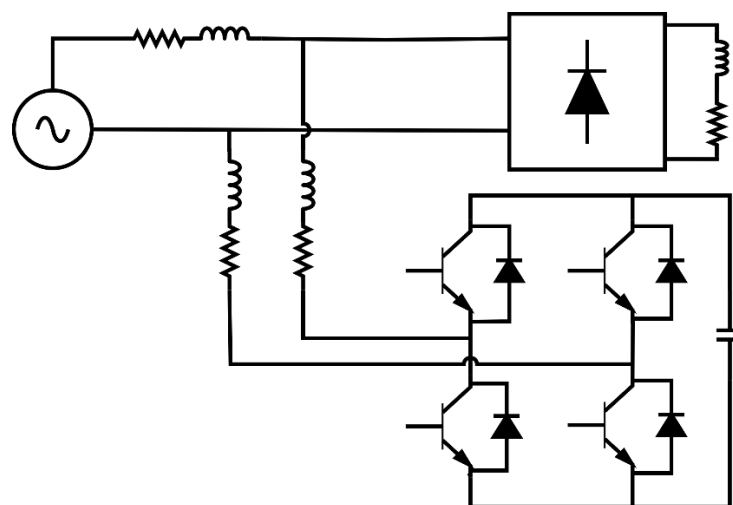


Figure I.4. Structure d'un filtre actif monophasé.

I.4.2.1.2. Filtre actif parallèle triphasé

La Figure I.5 présente la structure d'un filtre actif triphasé connecté en parallèle sur un réseau alimentant une charge polluante. Ce filtre se compose par un condensateur de bus continu et un onduleur triphasé constitué de six transistors de puissance, il est relié au réseau par l'intermédiaire d'une inductance appelée filtre de sortie afin de supprimer les composants harmoniques. Les composantes harmoniques peuvent être réduites en injectant leur signal d'onde en opposition de phase avec le réseau électrique.

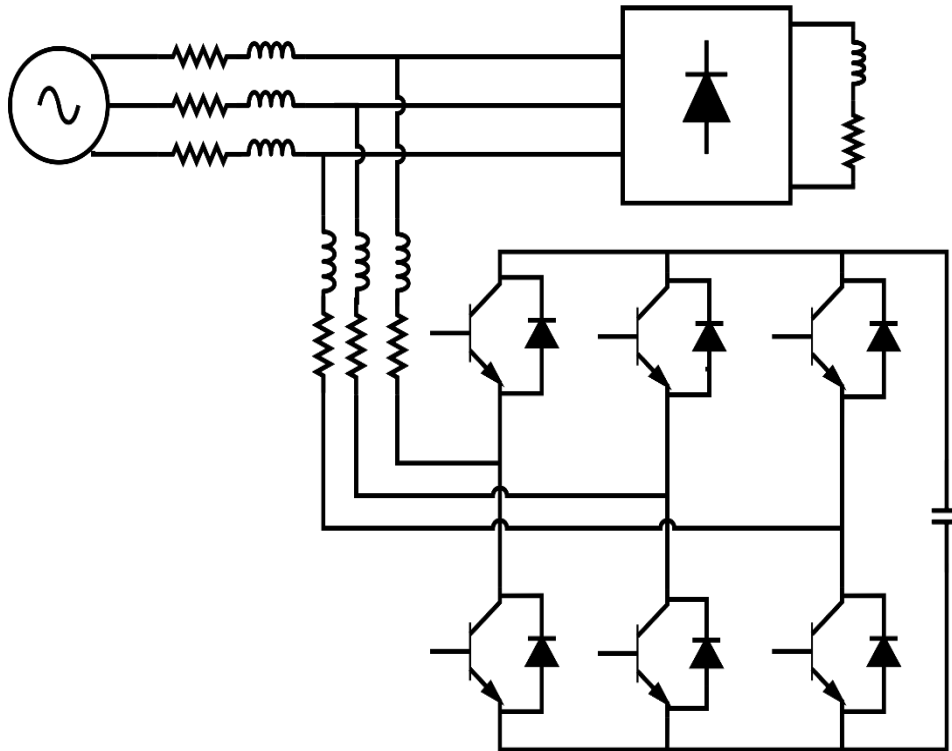


Figure I.5. Structure d'un filtre actif triphasé.

I.4.2.1.3. Filtre actif monophasé à base d'onduleur multiniveaux

Les onduleurs multiniveaux sont de plus en plus utilisés grâce à leurs divers avantages [17]. Ils sont capables de générer plus de deux niveaux de tensions de sortie, permettant de délivrer une tension de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels à deux niveaux et de réduire ainsi le dimensionnement du filtre inductif de sortie. La Figure I.6 montre le principe de base du fonctionnement d'un onduleur multiniveaux, dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions. L'onduleur deux niveaux génère une tension de sortie pivotant entre deux valeurs (deux niveaux V_{dc} et $-V_{dc}$) (Figure I.6.a), alors que l'onduleur trois niveaux génère trois tensions (Figure I.6.b), et ainsi de suite pour l'onduleur n niveaux (Figure I.6.c).

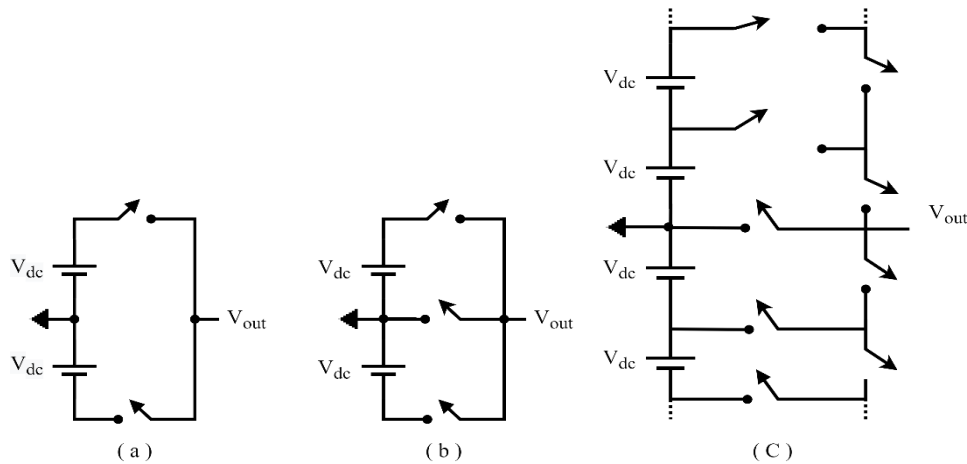


Figure I.6. Bras d'un onduleur de tension : (a) deux niveaux, (b) trois niveaux et (c) n niveaux.

Pour les onduleurs multiniveaux monophasés, différentes topologies ont été proposées dans la littérature comme la topologie à point neutre calé par des diodes NPC (Neutral-point Clamped), la topologie en cascade, la topologie à capacités flottantes, la topologie à cellules en U empilées PUC (Packed U Cells).

a- Topologie NPC

La topologie d'onduleur multiniveaux NPC a été introduite par A. Nabae et H. Akagi pour la première fois en 1981 afin de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications d'entraînement électriques. Dans cette topologie, les diodes servent à répartir la tension d'alimentation sur les composants. Elles sont reliées au point milieu capacitif [4]. Un onduleur NPC de n niveaux, contient de $(n-1)$ interruptrices et $(n-2)$ diodes de bouclage pour chaque bras. La Figure I.7 montre un convertisseur NPC trois niveaux ainsi que les séquences de fonctionnement du convertisseur.

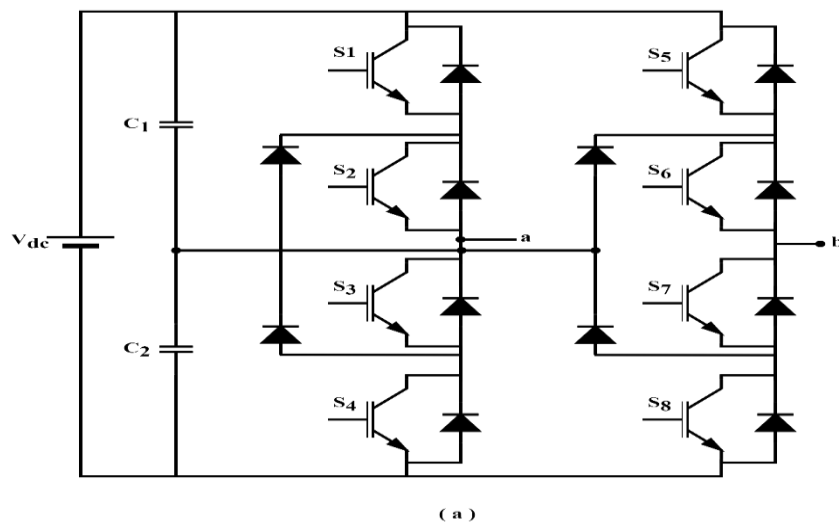


Figure I.7. Circuit d'un onduleur NPC à 5 niveaux.

b- Topologie à capacités flottantes

L'onduleur à capacités flottantes ou convertisseur multicellulaire est une topologie où les deux diodes de calage du convertisseur NPC ont été remplacées par un condensateur. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Meynard et Foch. Cet onduleur est obtenu par raccordement de cellules de condensateurs de bouclage. Les combinaisons de fonctionnement sont les mêmes que pour la topologie NPC. Pour un onduleur à capacités flottantes de n niveaux, chaque bras doit contenir $(2n-2)$ interrupteurs et $(n-2)$ capacités. Cette topologie élimine quelques inconvénients de la NPC comme l'équilibre des tensions supportées par les interrupteurs [18].

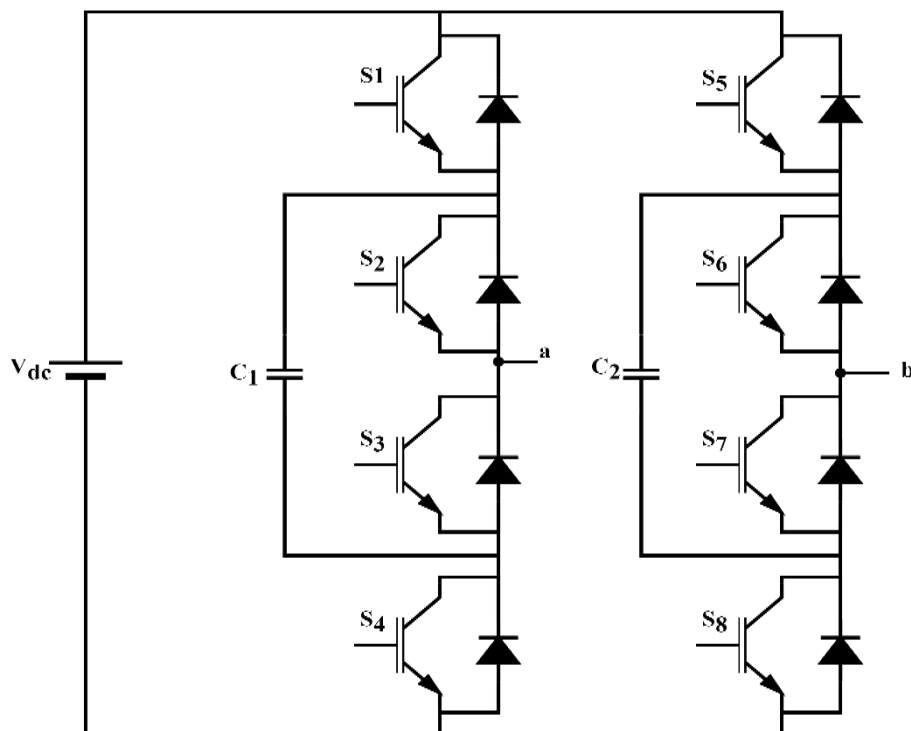


Figure I.8. Circuit d'un onduleur à capacités flottantes à 5 niveaux.

c- Topologie en cascade

Cette topologie consiste à mettre en cascade plusieurs onduleurs en pont H monophasés. Chaque pont est alimenté par une source de tension continue distincte. Ce qui fait que pour n onduleurs en cascade, la tension de sortie peut être constituée de $(2n+1)$ niveaux. En comparaison avec les deux topologies précédentes, nous remarquons que nous pouvons obtenir le même nombre de niveaux avec le même nombre d'interrupteurs et sans diodes de calage ni de capacités flottantes. Néanmoins, pour chaque paire de niveaux additionnelle il faut une source de tension supplémentaire, ce qui représente un inconvénient majeur pour cette topologie.

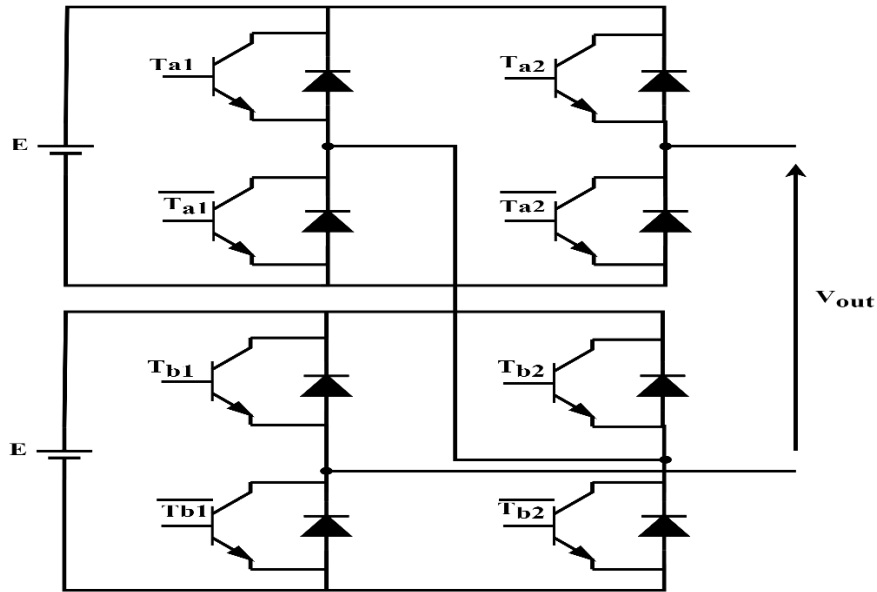


Figure I.9. Circuit d'un onduleur en cascade à 5 niveaux.

d- Topologie PUC

Cette topologie a été présentée la première fois en 2008 par Ounejjar et Al-Haddad. Elle est constituée par des cellules dont chacune est composée de deux interrupteurs (avec leurs diodes en antiparallèle) ainsi que d'un condensateur. En considérant n cellules, un convertisseur sera constitué de $(2n)$ interrupteurs et de $(n-1)$ condensateurs, ce convertisseur donnera $(2n - 1)$ niveaux (car les deux interrupteurs d'une même cellule doivent être complémentaires ce qui donnera $(2n)$ combinaisons et car le niveau 0 sera toujours répété 2 fois ce qui permettra d'avoir $(2n - 1)$ niveaux différents). Ainsi, un convertisseur de 5 ou 7 niveaux est constitué de 6 interrupteurs et de deux condensateurs (Figure I. 10).

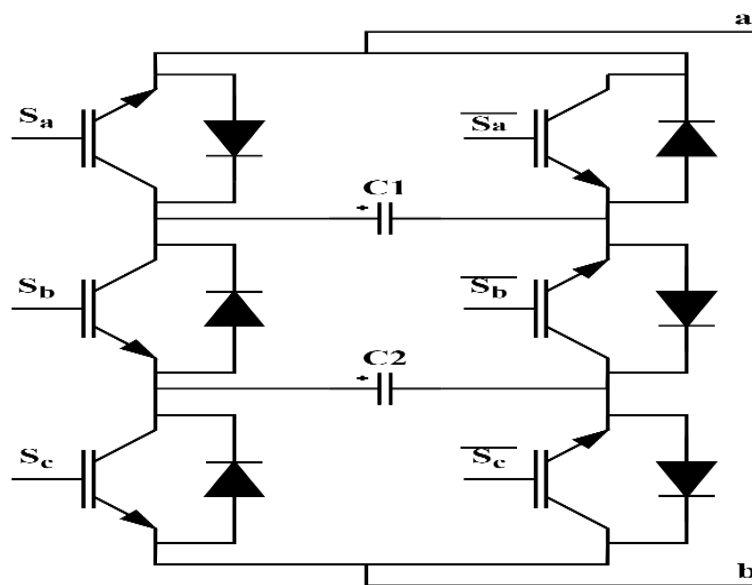


Figure I.10. Circuit d'un onduleur PUC à 5 niveaux.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé les problèmes liés à la qualité d'énergie (Les harmoniques). Où on a expliqué leurs origines et leurs conséquences sur le réseau électrique. Ensuite nous avons montré les différentes solutions de dépollution et leurs différentes topologies. Le filtre actif parallèle reste à ce jour le meilleur moyen pour les éliminés.

Dans ce cadre, les chapitres qui suivent seront consacrés à l'étude et la commande du filtre actif parallèle à base des convertisseurs monophasés conventionnels et multiniveaux.

Chapitre II :

Amélioration de la qualité d'énergie à l'aide d'un onduleur à deux niveaux

II.1. Introduction

Nous avons présenté dans le premier chapitre une des solutions modernes de l'amélioration de la qualité d'énergie qui est le filtre actif parallèle (FAP). Ceci se compose principalement de deux grandes parties, une partie puissance et une partie commande. La partie puissance est contenue d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif (Condensateur) en tant que source d'énergie. La partie commande assure le contrôle l'état de commutation des semi-conducteurs qui constituent l'onduleur de la partie puissance du filtre. A travers des techniques de contrôle convenables, un FAP permet la génération des signaux harmoniques qui servent à compenser ceux du réseau électrique.

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande d'un filtre actif parallèle à l'aide d'un onduleur à deux niveaux avec deux stratégies de contrôle : le contrôle par hystérésis et le contrôle prédictif.

II.2. Structure d'un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux

La structure générale du système de filtrage étudié dans ce chapitre est représentée à la Figure [II.1](#). On y retrouve :

- Le réseau monophasé d'alimentation.
- Le pont redresseur à diodes débitant sur une charge de type RL.
- Le filtre actif parallèle monophasé (Onduleur monophasé à deux niveaux).

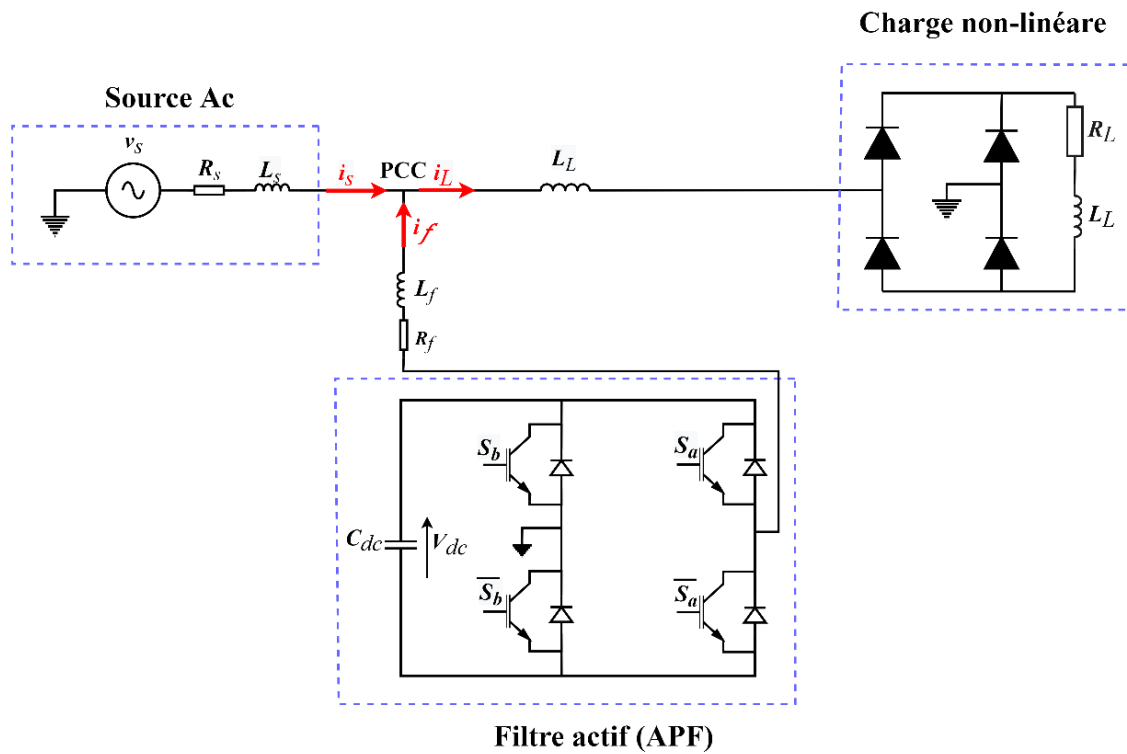


Figure II.1. Structure générale d'un FAP monophasé à deux niveaux.

L'onduleur est considéré comme la partie essentielle du FAP. L'onduleur monophasé à deux niveaux est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant qui sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (De type IGBT dans la majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode. Les deux interrupteurs de chaque bras ne doivent pas conduire en même temps pour éviter de court-circuiter la source de tension. Ainsi, le tableau suivant récapitule la tension de sortie du FAP en fonction des signaux de commande (S_a, S_b) des interrupteurs et la tension d'entrée continue (V_{dc}) :

Tableau II.1. Les états de commutation et niveaux de tension de l'onduleur à deux niveaux.

L'état de commutation (X)	S_a	S_b	\bar{S}_a	\bar{S}_b	Voltage généré par l'onduleur à deux niveaux (V_{in})
L'état 1	0	0	1	1	$V_{in} = 0$
L'état 2	0	1	1	0	$V_{in} = -V_{dc}$
L'état 3	1	0	0	1	$V_{in} = V_{dc}$
L'état 4	1	1	0	0	$V_{in} = 0$

II.3. Contrôle par hystérésis du courant d'un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux

La structure du contrôle par hystérésis du courant d'un FAP est présentée sur la Figure II.2. La tension de la source captée v_s est introduite dans le bloc PLL (boucle de verrouillage de phase). Dans le cas du système de compensation monophasé, la PLL joue le rôle d'un filtre qui génère un sinus unitaire pour garantir la synchronisation avec le réseau, en multipliant la sortie de filtre par la boucle de régulation du bus continu (Régulateur PI), en vue de fournir le courant de source de référence (i_{s_ref}). Après la soustraction des courants de charge et de filtre mesurés, on obtient l'erreur qui est ensuite appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont. Ce contrôle du courant par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est le plus utilisé en raison de sa simplicité et sa robustesse [19].

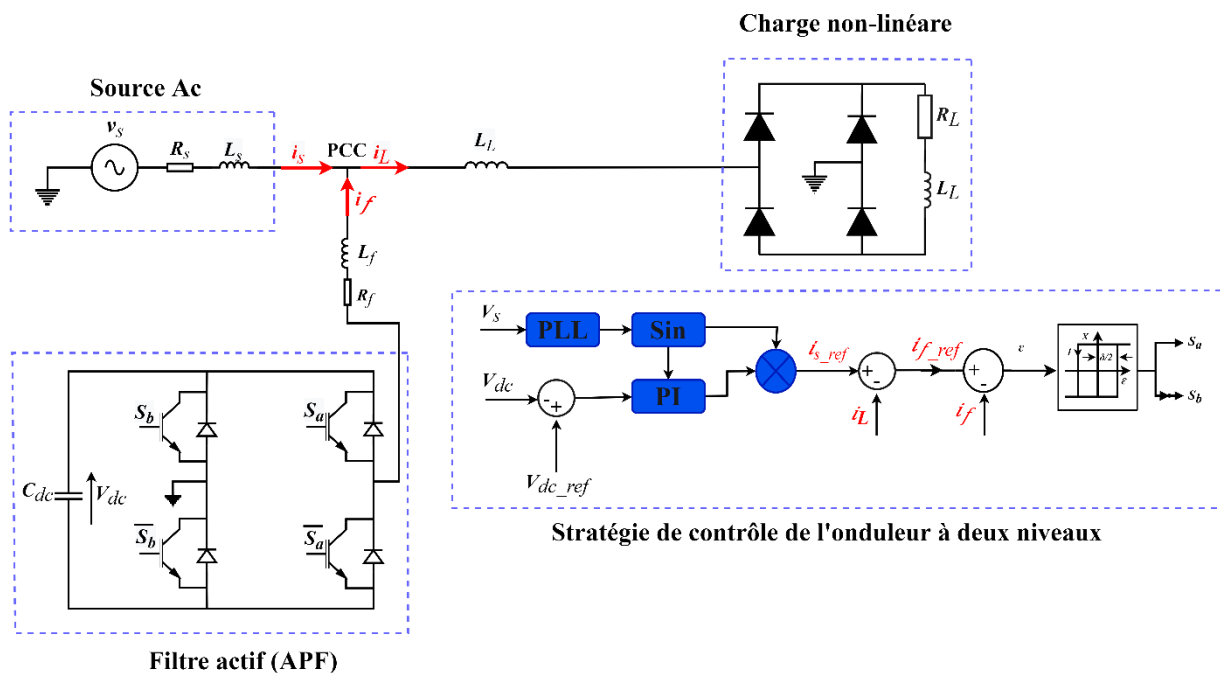


Figure II.2. Structure de contrôle par hystérésis du courant d'un FAP monophasé à deux niveaux.

II.3.1. Contrôle du courant par hystérésis

Le contrôle du courant par hystérésis consiste à contrôler le courant et le maintenir dans une bande de valeurs autour de la valeur de référence. Dès que le courant prend une valeur hors de cette bande un nouvel ordre de commande des commutations des interrupteurs est généré [20]. Le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux est illustré par la Figure II.3 [21].

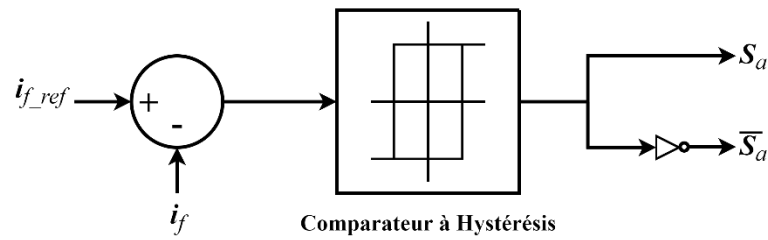


Figure II.3. Principe du contrôle de courant par hystérésis.

La commande par hystérésis est une technique de commande non linéaire car l'ordre fourni est binaire (tout ou rien), avec un seul paramètre de réglage qui est la bande d'hystérésis qui affecte directement la précision et la fréquence de commutation des interrupteurs. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la Figure II.4, où ΔI est la largeur de la bande hystérésis [22].

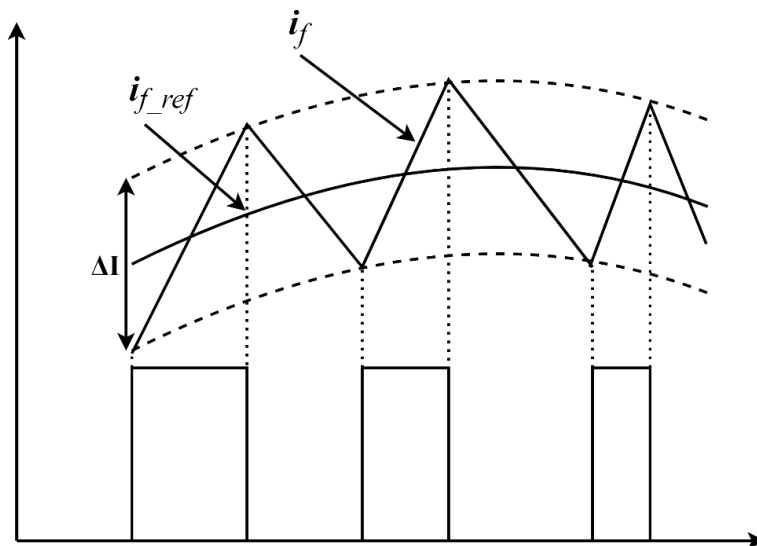


Figure II.4. Principe de génération des ordres de commande.

II.3.2. Boucle de régulation de la tension du bus continu

Pour réduire les variations et l'instabilité de la tension du bus continu, un régulateur proportionnel-intégral (PI), est utilisé pour la régulation de la tension du bus continu. Ce régulateur est largement utilisé en raison de sa facilité de mise en œuvre et de sa capacité à fournir une bonne réponse dynamique, si ses paramètres sont correctement définis.

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La tension du bus continu V_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence V_{dc_ref} , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à ce

régulateur PI pour obtenir l'amplitude de courant de référence de la source I_{s_max} . Ensuite cette amplitude sera multipliée par la sortie de la PLL pour obtenir le courant de référence instantané de source i_{s_ref} . Le schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu est donné par la Figure II.5 [23].

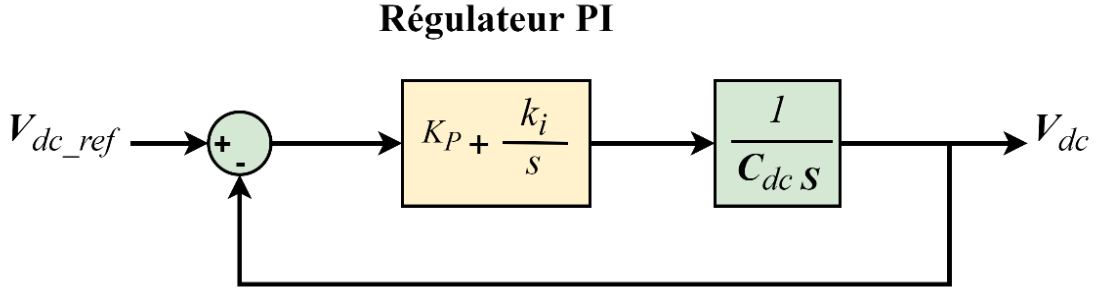


Figure II.5. Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

La synthèse des paramètres (k_p, k_i) du contrôleur PI passe par un placement des pôles de la boucle fermée directe, est donnée par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc_ref}} = \frac{k_p s + k_i}{C_{dc} s^2 + k_p s + k_i} = \frac{\frac{k_p}{C_{dc}} s + \frac{k_i}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_p}{C_{dc}} s + \frac{k_i}{C_{dc}}} \quad (\text{II.1})$$

La fonction de transfert trouvée peut s'identifier avec le système général du deuxième ordre donné par :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc_ref}} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.2})$$

Où ω_n, ξ sont la pulsation naturelle et le coefficient d'amortissement respectivement.

Les paramètres (k_p, k_i) du contrôleur PI s'expriment comme suit :

$$k_p = 2\xi\omega_n C_{dc} \quad \text{et} \quad k_i = C_{dc}\omega_n^2 \quad (\text{II.3})$$

Afin de réaliser un bon compromis entre la stabilité et les performances dynamiques, les valeurs suivantes sont retenues : $\xi = 0.707$ et $\omega_n = 2\pi \times 24 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$.

II.3.3. Boucle de verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase est un élément clef dans les nouvelles techniques de commande en électronique de puissance. Elle produit en sortie un signal unitaire synchronisé en phase et en fréquence avec le signal d'entrée. La PLL est assure que, l'erreur dans la phase

entre l'entrée et la sortie est gardée au minimum, et que la fréquence de l'entrée et la sortie est la même. Le circuit PLL de base se compose souvent de trois composants, d'un détecteur de phase, d'un filtre de boucle et d'un oscillateur commandé en tension [23]. Ce circuit de base est montré sur la Figure II.6. Dans notre étude, nous avons utilisé une structure de la PLL conventionnelle.

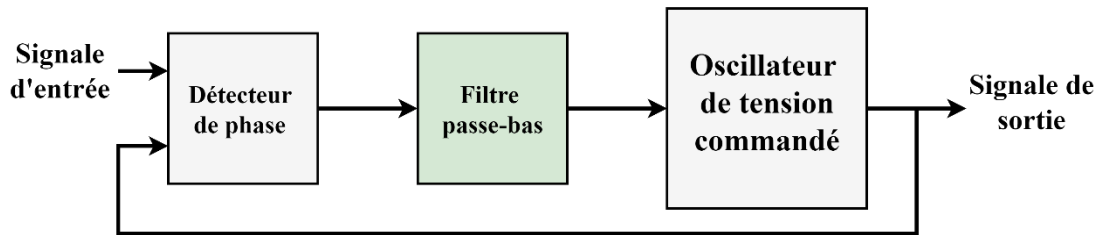


Figure II.6. Diagramme de blocs d'une PLL.

II.3.4. Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances du contrôle du courant par hystérésis pour un FAP monophasé à deux niveaux, des simulations numériques sont développées et mises en œuvre dans le logiciel MATLAB/Simulink. Les paramètres du circuit de puissance et de contrôle sont indiqués dans le Tableau II.2.

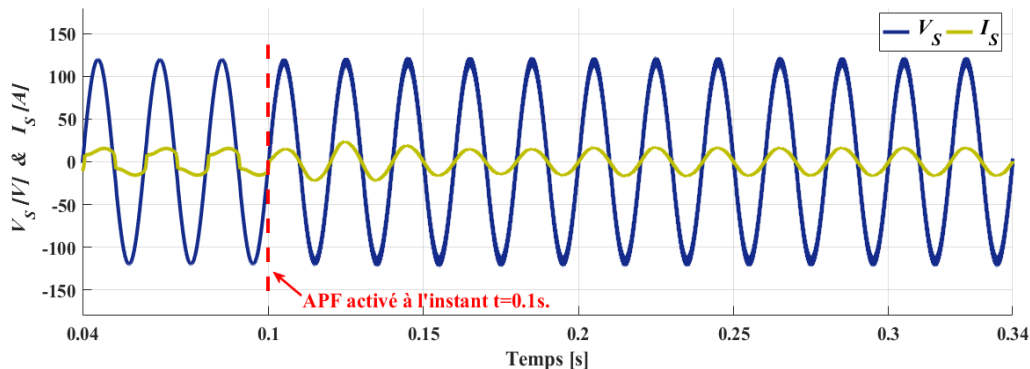
Tableau II.2. Les paramètres de simulation.

Les paramètres	Les valeurs
Voltage de la source (V_S)	120 V
La fréquence de la source (f_S)	50 Hz
L'inductance de la source (L_S)	0.0556 mH
La résistance de la source (R_S)	0.01 Ω
L'Inductance du filtre (L_f)	2 mH
La résistance du filtre (R_f)	0.1 Ω
L'inductance du redresseur du coté AC (L_L)	0.556 mH
La capacité DC (C_{ac})	1100 μF
L'inductance du la charge (L_f)	20 mH
La résistance de la charge (R_f)	6 Ω
La fréquence d'échantillonnage f_s	100 KHz

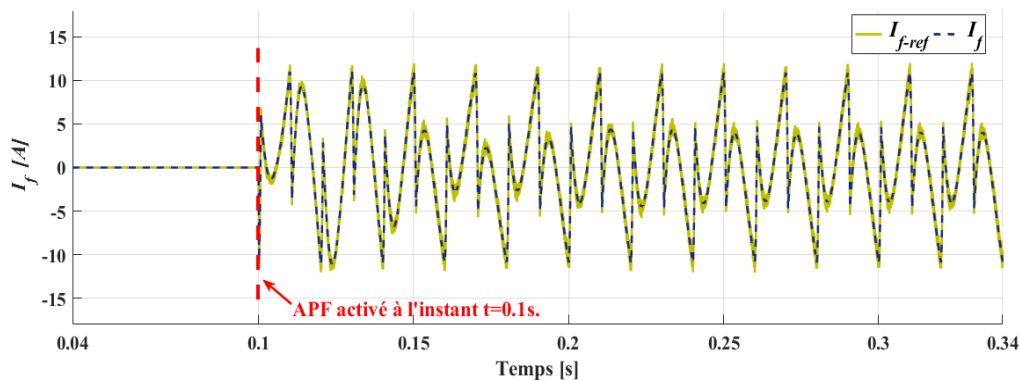
II.3.4.1. Mise en œuvre du filtre actif parallèle

Dans ce test, le FAP est mise en œuvre à $t = 0.1s$. La Figure II.7 schématise les différentes formes d'onde avant et après la mise en œuvre du FAP avec le contrôle par hystérise du courant. Les formes d'onde représentées sur cette figure, de haut en bas, sont le courant et la tension de la source, le courant du filtre, la puissance active et la puissance réactive, le courant de la charge et la tension du bus continu. Les figures montrent qu'avant de connecter le FAP (avant $t = 0.1s$), et du fait de la charge non linéaire, le courant de source n'était pas sinusoïdal et la puissance réactive non nulle produite par la source. Après la mise en service du FAP à $t = 0,1 s$, le courant de source devient quasi sinusoïdal. Le courant du filtre suit bien leur référence et la puissance réactive est nulle en moyenne, assurant ainsi une opération d'un facteur de puissance unitaire. Ainsi, la tension du bus continu atteint sa référence $200V$ après un transitoire de l'ordre de 0.12 ms et maintient sa stabilité pendant l'état stationnaire. La Figure II.12 représente l'analyse du spectre du courant. L'analyse du spectre du courant de la source avant et après le filtrage est représentée sur la Figure II.7 (f) et (g). Avant le filtrage, on peut voir que la valeur du taux de distorsion d'harmonique était $THDi = 28.12 \%$ et après filtrage elle sera $THDi = 4.60 \%$, ce qui signifie la conformité à la norme IEEE 519-1992.

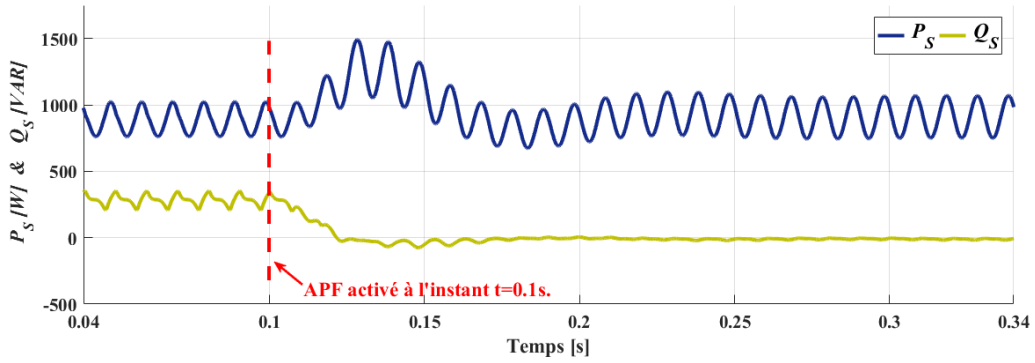
a) Le courant et la tension de la source :



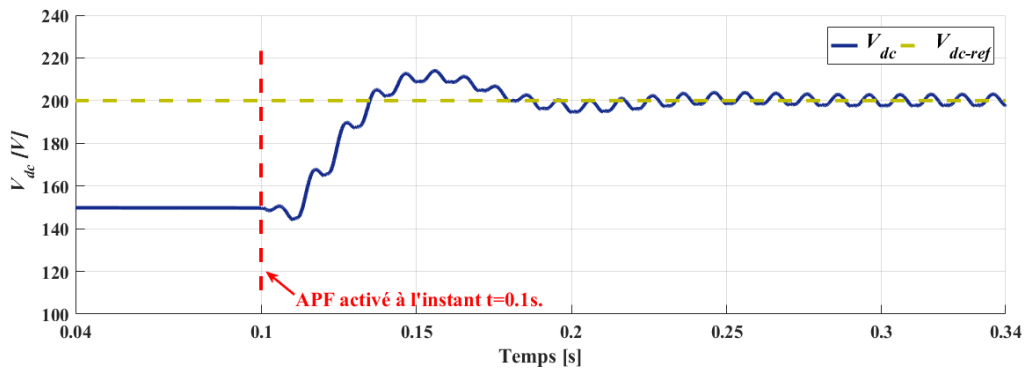
b) Le courant du filtre :



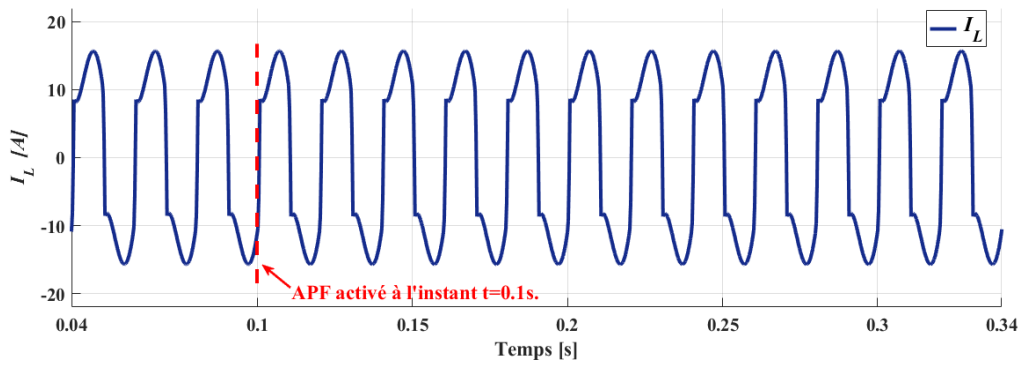
c) Puissances active (P) et réactive (Q) :



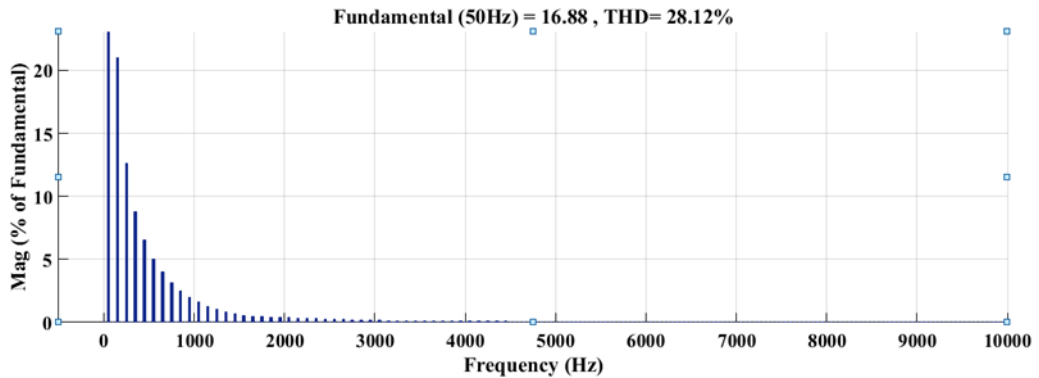
d) Tension du bus continu :



e) Le courant de la charge :



f) Spectre du courant de la source avant filtrage



g) Spectre du courant de la source après filtrage

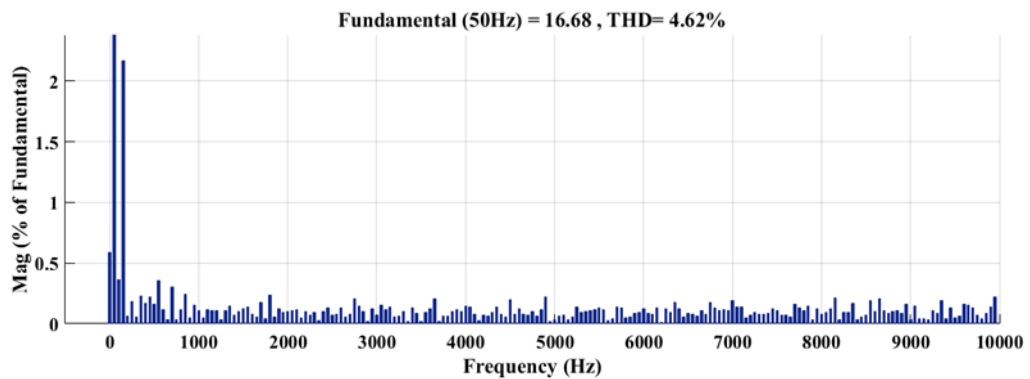
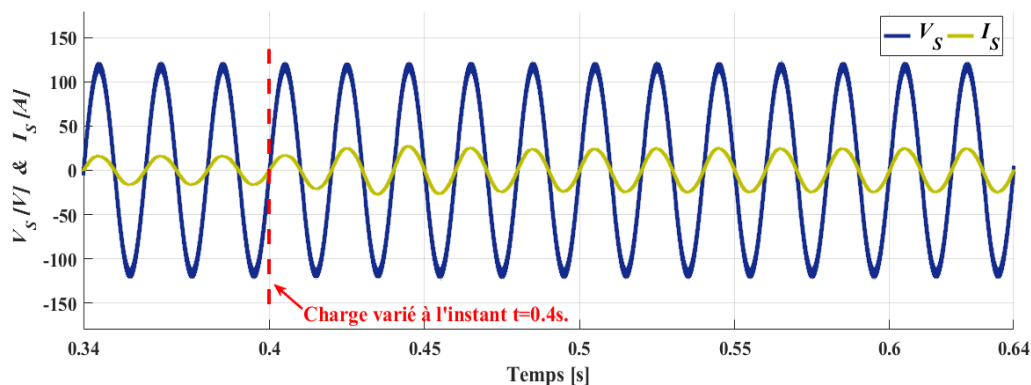


Figure II.7. Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.1s$ avec le contrôle par hystérésis du courant.

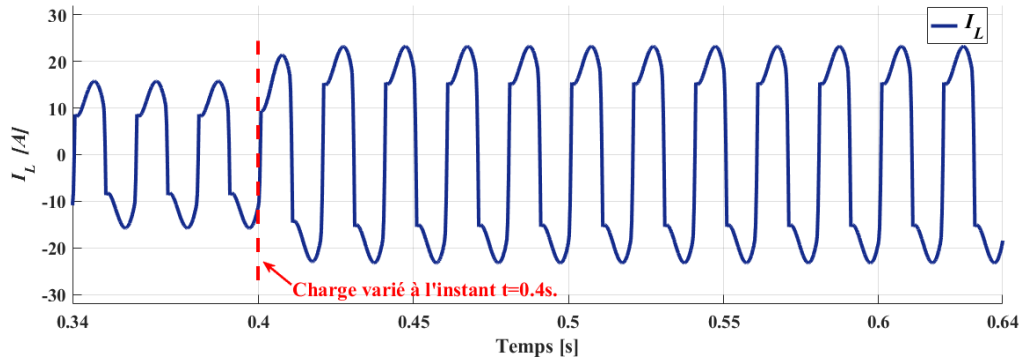
II.3.4.2. Variation de la charge non linéaire

Pour tester les performances du contrôle par hystérésis du courant du FAP en transitoire, la valeur de la charge non linéaire est modifiée à $t = 0,35s$ de 6Ω à 3Ω . La Figure II.8 illustre les différentes formes d'onde pour ce test. La robustesse de cette commande appliquée au FAP est prouvée par le fait que le courant de source reste sinusoïdal et in affecté par le changement brusques de la charge non linéaire à l'instant $t = 0.35s$. En effet, le courant de charge subit une augmentation brusque alors que celui de la source conserve leur dynamique et leur forme sinusoïdale, grâce à la robustesse des régulateurs, en ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source. Cependant, il y a eu un léger dépassement au niveau de la tension du bus continu pendant un transitoire de $\Delta t = 0.11ms$.

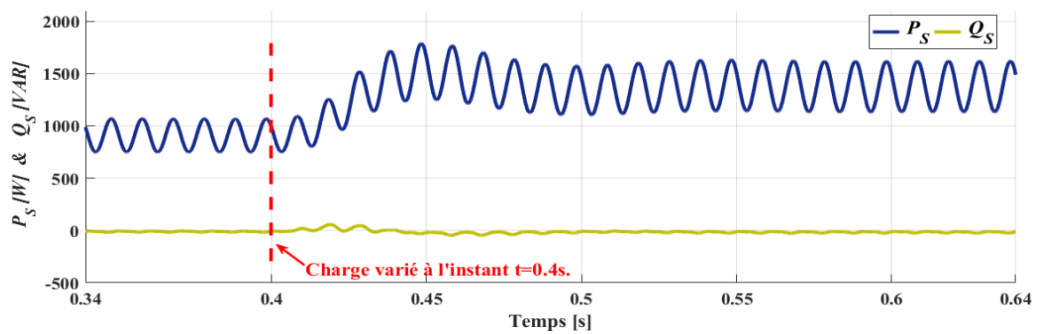
a) Le courant et la tension de la source :



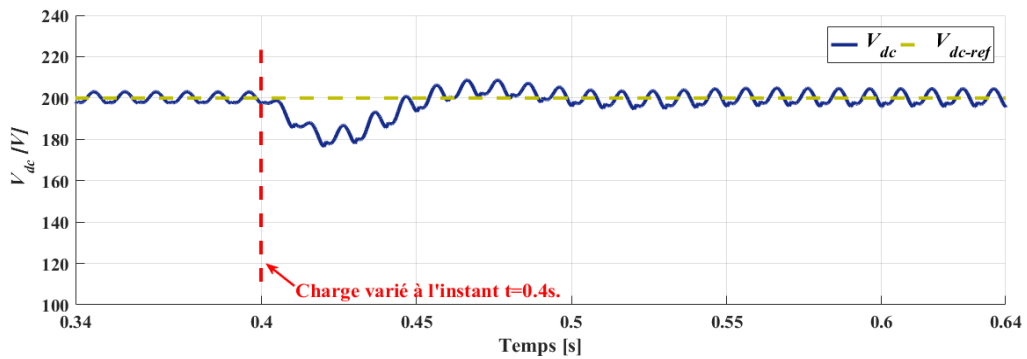
b) Le courant de la charge :



c) Puissances active (P) et réactive (Q) :



d) Tension du bus continu :



e) Le courant de filtre :

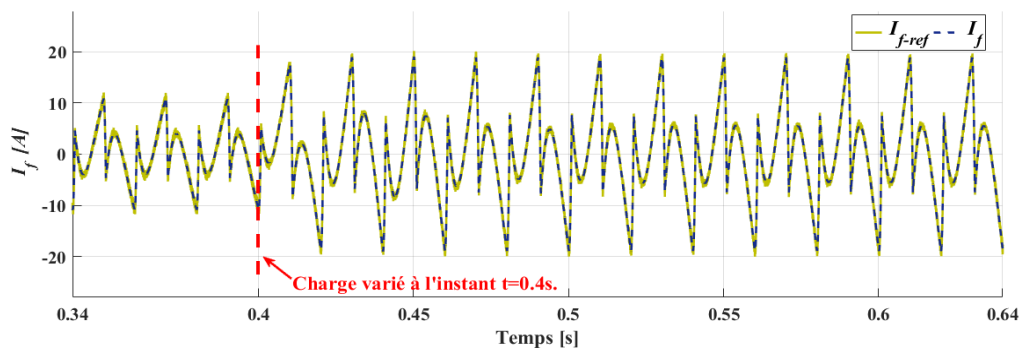


Figure II.8. Résultats de simulation lors la variation de la charge non linéaire du FAP à $t=0.35$ s avec le contrôle par hystérésis du courant.

II.4. Contrôle prédictif du courant d'un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux

Avec le développement considérable de l'électronique numérique et de microprocesseurs, la mise en œuvre de nouveaux schémas de contrôle avancés et complexes est possible. Parmi de ces nouveaux schémas de contrôle pour les convertisseurs de puissance, la commande prédictive à mode de référence (MPC, Model Predictive Control) a reçu une attention considérable ces dernières années. La commande MPC est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche de meilleures performances dans diverses applications. Le principe de base de la commande MPC est de prédire les futures sorties d'un système, grâce aux valeurs courantes et passées ainsi que les valeurs futures optimales de contrôle prédictif. Ce dernier se calcul par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des références futures, et éventuellement des contraintes [24]. Un schéma fonctionnel de base pour cette technique de commande est donné à la Figure II.9.

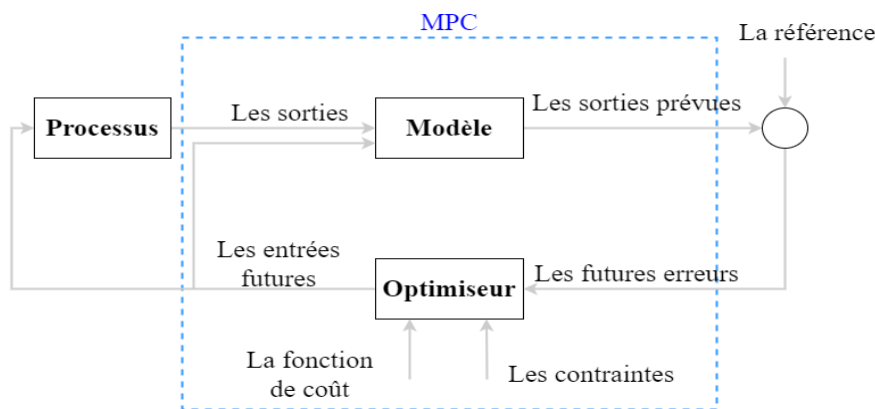


Figure II.9. Schéma fonctionnel de la commande MPC.

L'objectif de cette section est l'application de la commande MPC pour le contrôle d'un FAP monophasé à deux niveaux afin d'améliorer les performances statiques et dynamique du FAP.

II.4.1. Principe de la commande prédictive à ensemble de commande finie

Les techniques MPC appliquées à l'électronique de puissance ont été classées en deux grandes catégories : MPC à contrôle continu (Continuous Control Set-Model Predictive Control, CCS-MPC) et MPC à contrôle fini (Finite Control Set-Model Predictive Control, FCS-MPC) [25, 26]. Les principales différences sont la manière dont l'optimisation est effectuée et la manière dont les actions de contrôle sont appliquées. Avec les schémas CCS-MPC, la sortie du contrôleur est un signal de référence continu, qui est converti en une action de contrôle

appropriée à l'aide d'un modulateur. D'autre part, FCS-MPC tire parti du nombre limité d'états de commutation disponibles dans les convertisseurs de puissance pour résoudre le problème d'optimisation à l'aide d'un algorithme itératif simple. Une fois que l'état de commutation optimal est trouvé, il est directement appliqué au convertisseur et reste fixe pendant chaque période de commutation.

La technique FCS-MPC présente plusieurs avantages qui la rendent attrayante pour le contrôle des convertisseurs de puissance, comme par exemple sa facilité de mise en œuvre, sa souplesse dans la définition des objectifs de contrôle et sa réponse dynamique rapide, et le principal avantage de FCS-MPC réside dans l'application directe de l'action de commande au convertisseur, sans la nécessité d'une étape de modulation.

La Figure II.10 ci-dessous présente une structure générale de la commande FCS-MPC appliqué aux convertisseurs de puissance. Dans ce schéma, les variables mesurées $X(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $X(k+1)$ des variables contrôlées (tensions ou courants) pour chaque état de commutation possibles. Ces prédictions sont évaluées à l'aide d'une fonction de coût qui prend en compte les valeurs de référence $X^*(k)$. Ensuite, l'état de commutation optimal $S_{i_{opt}}$ est sélectionné et appliqué au convertisseur.

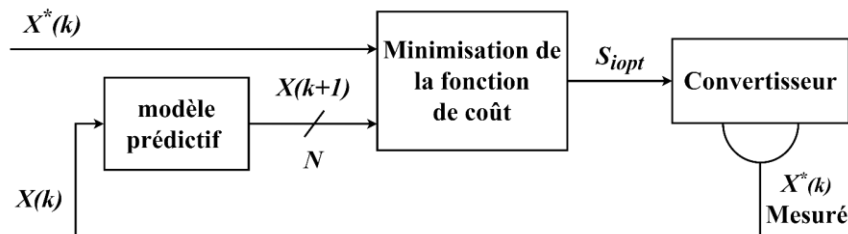


Figure II.10. Structure générale de la FCS-MPC appliqué au convertisseur de puissance.

II.4.2. Algorithme du contrôle prédictif du courant

Pour appliquer la commande FCS-MPC au convertisseur de puissance, il faut suivre les quatre étapes suivantes :

- Estimation des variables prédites du système à l'aide d'un modèle discret.
- Extrapolation des courants de référence.
- Evaluation de la fonction de coût pour les huit états de commutation du convertisseur.
- Sélection de l'état de commutation qui minimise la fonction de coût, puis on l'applique au convertisseur.

La structure du contrôle prédictif du courant d'un FAP monophasé à deux niveaux est présentée sur la Figure II.11.

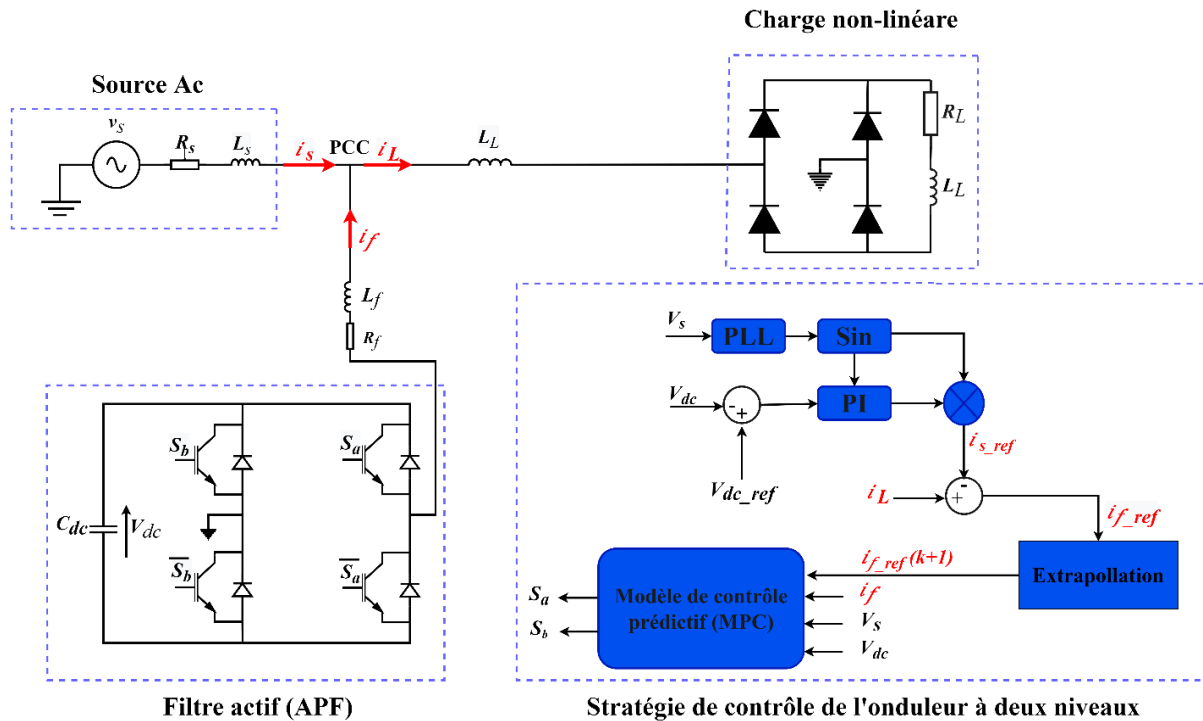


Figure II.11. Structure de contrôle prédictif du courant d'un FAP monophasé à deux niveaux.

L'algorithme du contrôle prédictif est illustré sur la figure suivante et comporte les étapes suivantes :

1. Le courant du filtre est mesuré et la valeur de courant de référence est obtenue par la suite à partir de la grandeur de sortie de la boucle de régulation du bus continu.
2. Le modèle du FAP est utilisé pour prédire la valeur de courant de filtre dans l'intervalle d'échantillonnage ($k + 1$), pour chaque vecteur de tension parmi les quatre autres.
3. Le courant de référence est extrapolé du $k_{ième}$ instant à l'instant d'échantillonnage ($k + 1$).
4. La fonction de coût (g) minimise l'erreur entre le courant de référence et prédit.
5. Le vecteur de tension qui minimise l'erreur de courant est sélectionné et les signaux correspondants aux états de commutation sont appliqués.

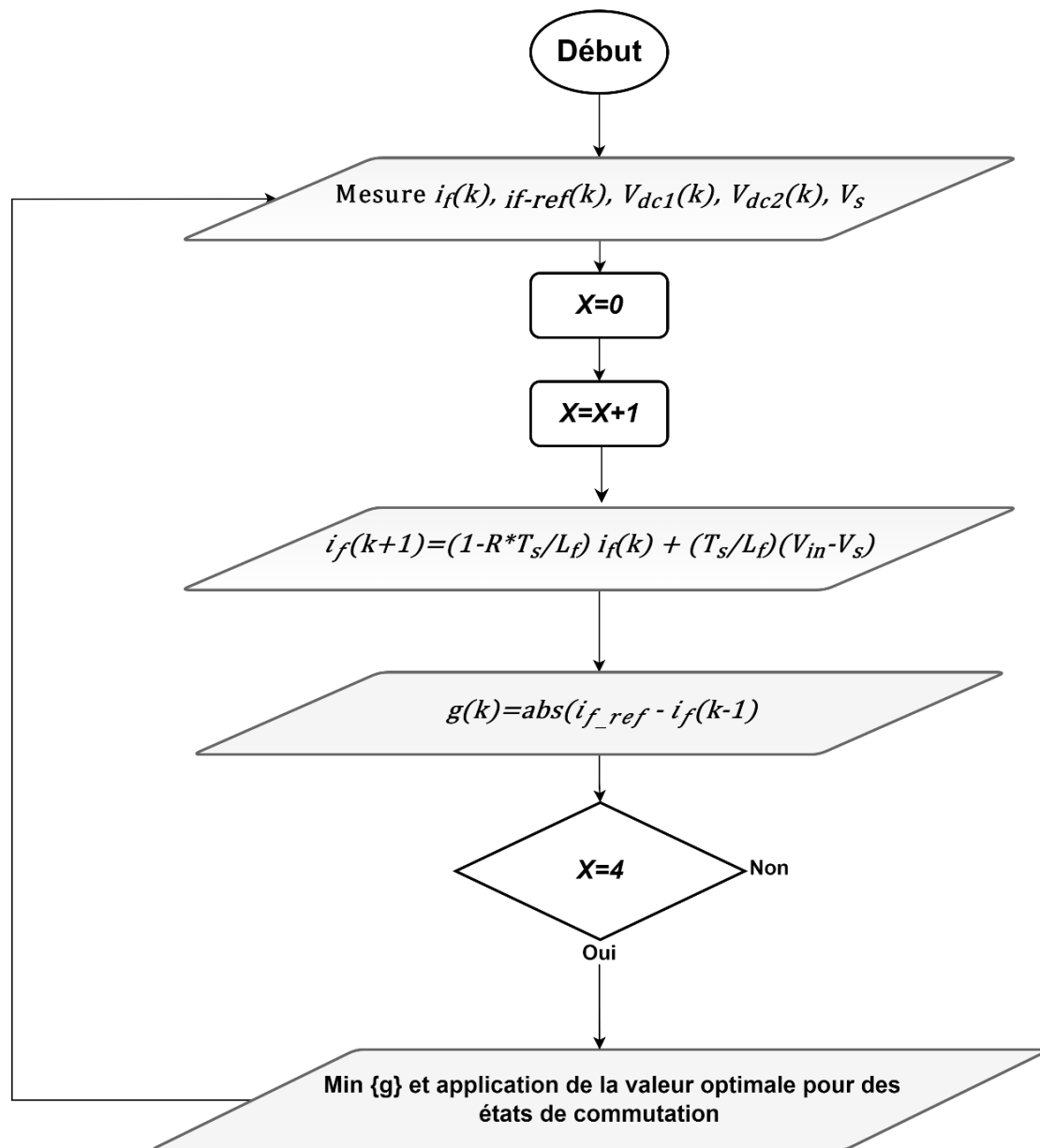


Figure II.12. Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif.

a) Prédiction du courant du FAP

Pour mettre en œuvre la commande FCS-MPC, le modèle en temps continu doit être discrétisé. Le modèle à temps discret nous permet de prédire la valeur future du vecteur de courant d'entrée à partir des tensions et des courants mesurés au $k_{ième}$ instant d'échantillonnage. Plusieurs méthodes de discrétisation peuvent être utilisées afin d'obtenir un modèle à temps discret. L'approximation d'Euler est utilisée en raison de sa simplicité. Il donne également une précision acceptable qui est nécessaire pour de bonnes performances. Selon cette approche, nous avons la forme de temps discrète du système comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (\text{II.4})$$

Où T_s est la période d'échantillonnage. $x(k+1)$ et $x(k)$ sont la valeur de la variable d'état dans le prochain temps d'échantillonnage et à l'état actuel, respectivement.

Le modèle électrique du FAP monophasé à deux niveaux est donné par l'équation différentielle suivante :

$$L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f - V_{inv} + v_s = 0 \quad (\text{II.5})$$

Où i_f et v_s sont respectivement le courant de filtre et la tension de source mesurés, V_{inv} est la tension de sortie de l'onduleur et L_f et R_f sont respectivement l'inductance et la résistance du filtre.

Par l'utilisation la méthode d'Euler, l'équation II.5 est discrétisé afin d'obtenir une expression qui permet de prédire le futur courant à $(k+1)$ pour les quatre possibles états de commutation appliqués au onduleur, cette expression s'écrit sous la forme suivante :

$$i_f(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_f}{L_f}\right) i_f(k) + \left(\frac{T_s}{L_f}\right) (V_{in} - v_s) \quad (\text{II.6})$$

b) Extrapolation de courant de référence du FAP

Le contrôleur du bus continu (Régulateur PI) est utilisé pour estimer le courant de référence du filtre, en utilisant la loi du courant de Kirchoff :

$$i_f(k) + i_s(k) = i_L(k) \quad (\text{II.7})$$

Par conséquent, le courant de référence du filtre $i_{f_ref}(k)$ peut être exprimé comme suit :

$$i_{f_ref}(k) = i_L(k) - i_{s_ref}(k) \quad (\text{II.8})$$

Où $i_{s_ref}(k)$ est le courant de référence de source généré par le contrôleur PI et i_L est le courant de charge non linéaire.

Pour calculer la valeur future de l'erreur de courant, le courant de référence du filtre est extrapolé du $k_{ième}$ instant à l'instant d'échantillonnage $(k+1)$ en utilisant la méthode d'extrapolation de Lagrange du second ordre et exprimé comme indiqué ci-dessous :

$$i_{f_ref}(k + 1) = 3 i_{f_ref}(k) - 3 i_{f_ref}(k - 1) + i_{f_ref}(k - 2) \quad (\text{II.9})$$

c) Fonction de coût

En dernière étape, la fonction de coût est définie et mesure l'erreur entre les courants de référence et prédit du FAP :

$$g(k) = |i_{f_ref}(k + 1) - i_f(k + 1)| \quad (\text{II.10})$$

Où $i_{f_ref}(k + 1)$ et $i_f(k + 1)$ sont les courant de référence et prédit du FAP respectivement.

L'objectif de l'optimisation de la fonction coût est de sélectionner la valeur de coût g aussi près que possible de zéro. L'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est choisi et ensuite appliqué au FAP au moment du prochain instant d'échantillonnage.

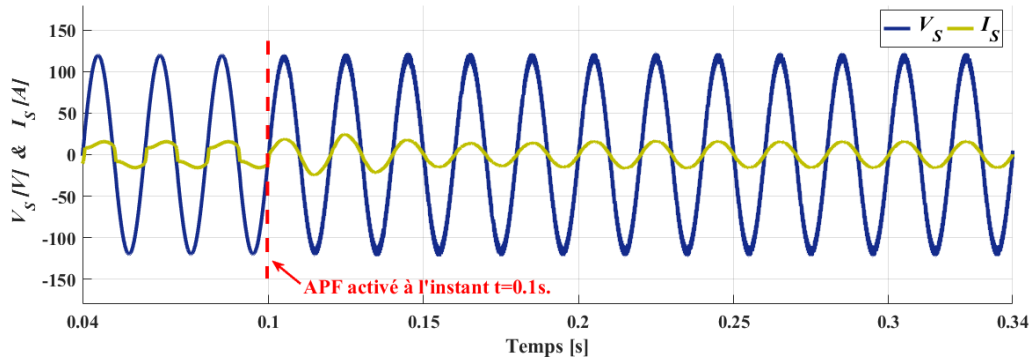
II.4.3. Résultats de simulation

Différentes simulations sont établies et mises en œuvre dans le logiciel MATLAB/Simulink pour examiner les performances de commande FCS-MPC. Les paramètres électriques sont identiques à celles indiquées au Tableau II.2. Pour les paramètres de contrôle, la période d'échantillonnage de la commande FCS-MPC est égale à $20 \mu\text{s}$.

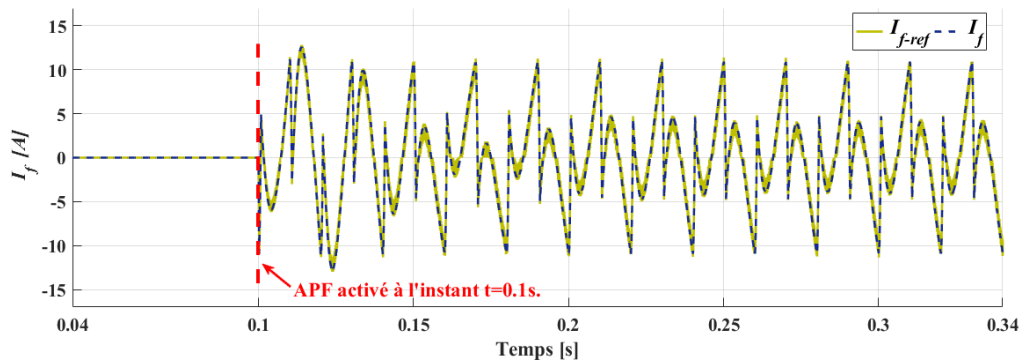
II.4.3.1. Mise en œuvre du filtre actif parallèle

La Figure II.13 montre les performances du contrôle prédictif du courant pour un FAP monophasé à deux niveaux sous l'environnement MATLAB/Simulink. A partir de ces résultats, nous pouvons observer qu'avant la mise en service du FAP, la charge non linéaire est directement alimentée par la source, influant ainsi sur le courant de source ($\text{THDi} = 28.12\%$). Puis à l'instant $t = 0.1\text{s}$, le FAP est mise en service et commence à injecter des courants harmoniques, ce qui permet, après un transitoire de $\Delta t = 0.04\text{ms}$ au courant de source de redevenir sinusoïdale avec un taux de distorsion faible inférieur à 5% ($\text{THDi} = 3.77\%$). De plus, la tension du bus continu atteint rapidement sa référence de 200V après un transitoire de $\Delta t = 0.12\text{ms}$ et la puissance réactive est maintenue nulle.

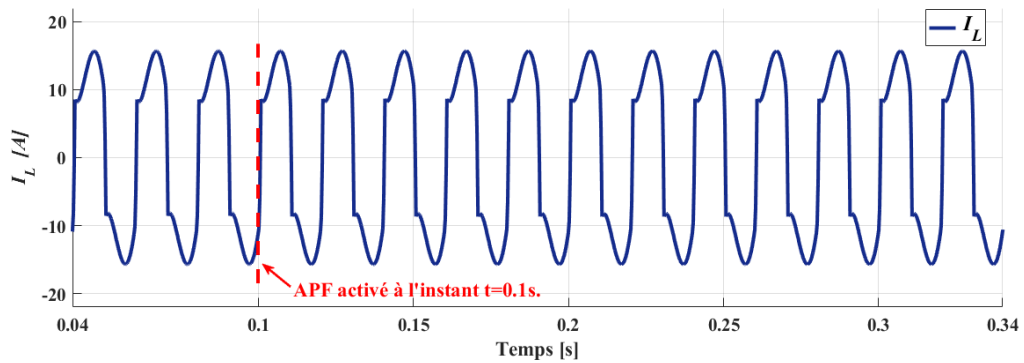
a) Le courant et la tension de la source :



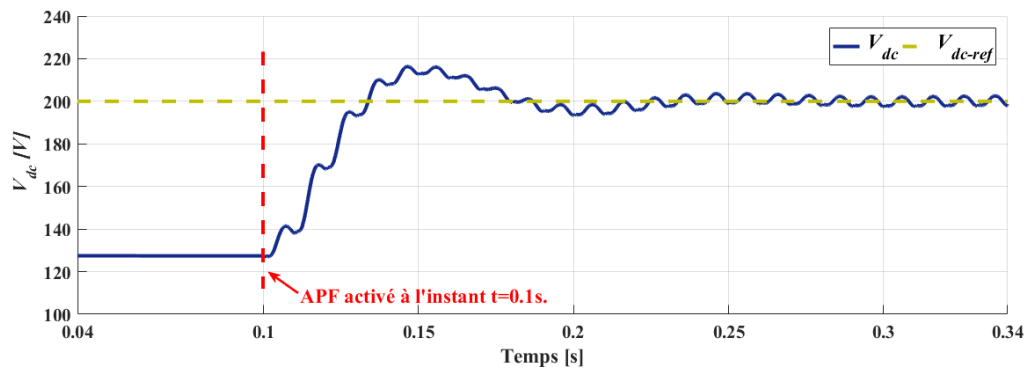
b) Le courant du filtre :



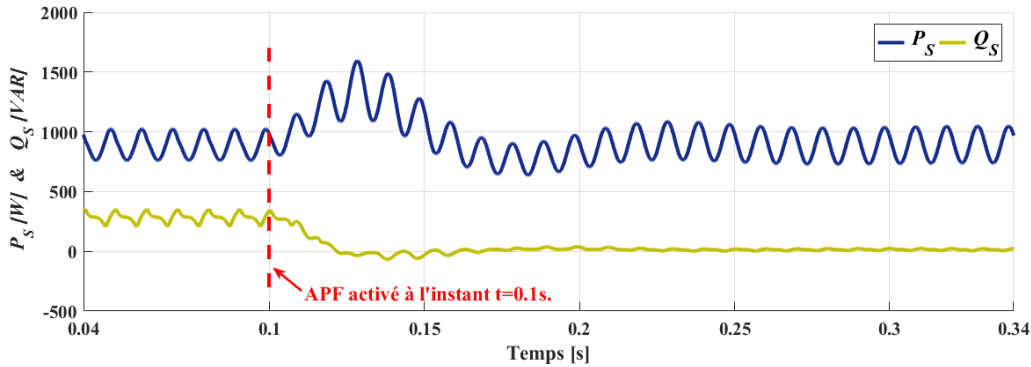
c) Le courant de la charge :



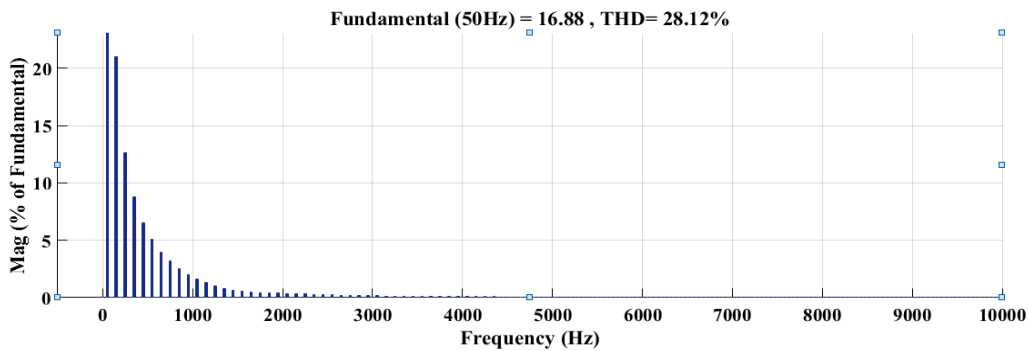
d) Tension du bus continu :



e) Puissances active (P) et réactive (Q) :



f) Spectre du courant de la source avant filtrage



g) Spectre du courant de la source après filtrage

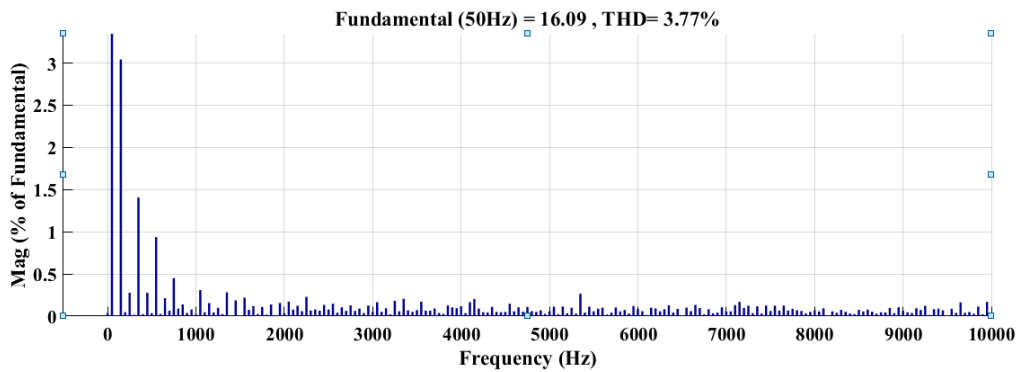


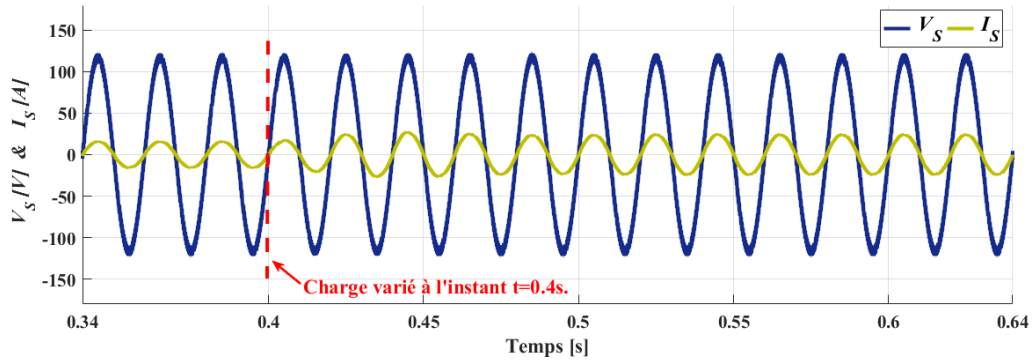
Figure II.13. Résultats de simulation après la mise en service du FAP à $t=0.1s$ avec le contrôle prédictif du courant.

I.4.3.2. Variation de la charge non linéaire

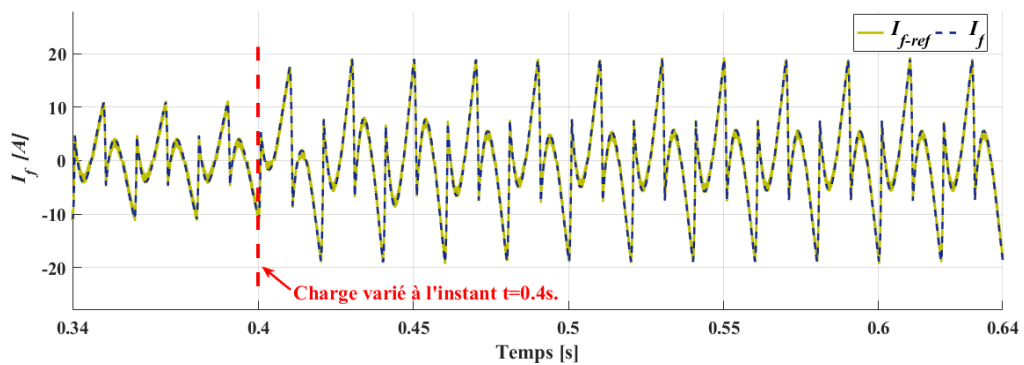
Dans ce test, on va tester le comportement du système en régime transitoire lors d'un changement brusque de la charge non linéaire afin d'évaluer la rapidité et la robustesse du contrôle prédictif du courant appliqué au FAP. La Figure II.14 présente les résultats de simulation pour ce test. La robustesse de ce contrôle est prouvée par le fait que le courant de source reste sinusoïdal et inaffecté par cette variation de charge. Par ailleurs, on constate que la tension de bus continu reste régulée à sa valeur de référence après un court transitoire de $\Delta t =$

0.11ms. En outre, on observe aussi que la puissance active subit une augmentation relative à cette variation de charge, cependant la puissance réactive oscille autour de sa valeur moyenne presque nulle.

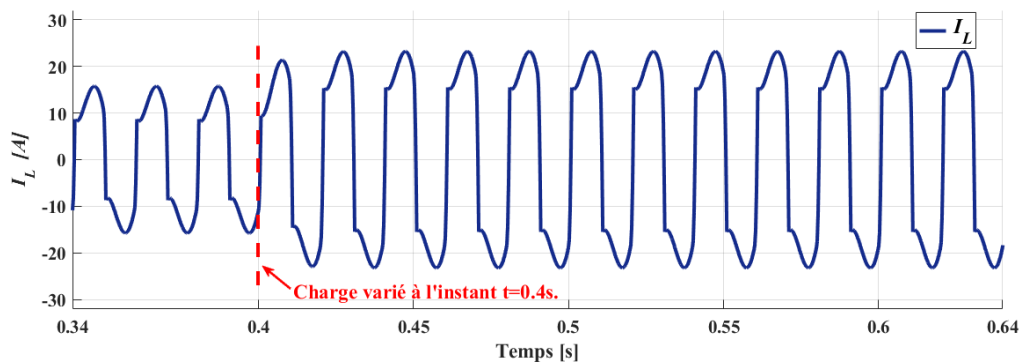
a) Le courant et la tension de la source :



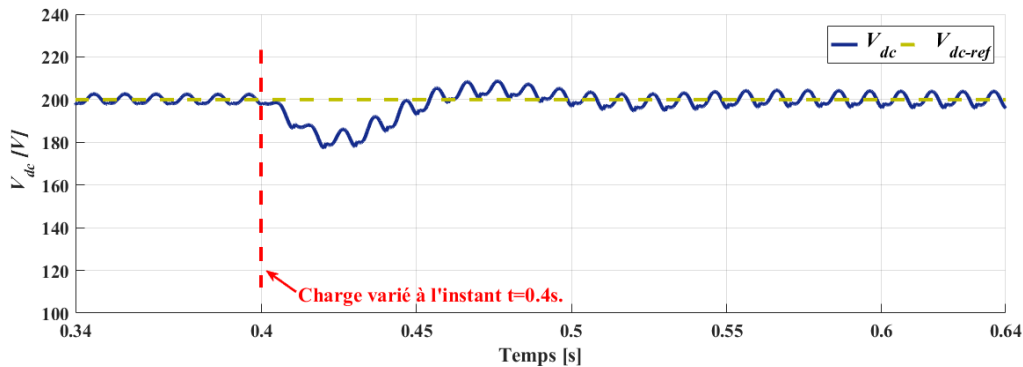
b) Le courant du filtre :



c) Le courant de la charge :



d) Tension du bus continu :



e) Puissances active (P) et réactive (Q) :

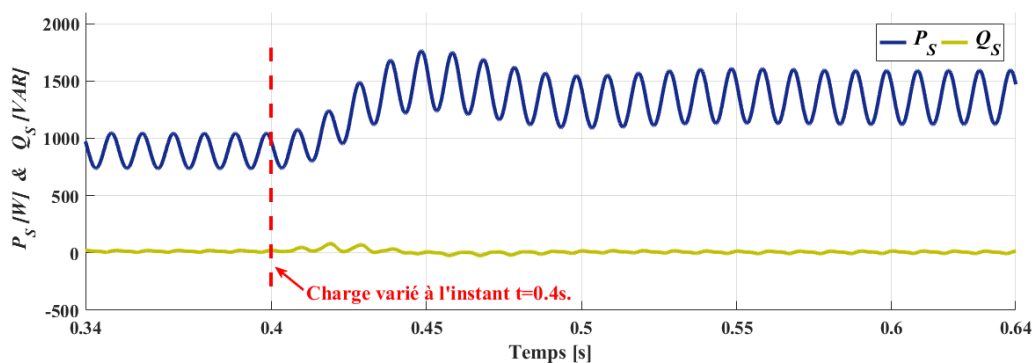


Figure II.14. Résultats de simulation lors la variation de la charge non linéaire du FAP à $t=0.35s$ avec le contrôle prédictif du courant.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et étudié deux schémas de commande pour un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux. La première structure est basée sur le contrôle par hystérésis du courant du FAP. Cette structure de contrôle est simple, robuste et facile à implémenter. La deuxième structure est basée sur la commande prédictive à ensemble de commande finie, où un algorithme de contrôle prédictif du courant est présenté. Les résultats de simulation obtenus montrent la faisabilité des deux structures de contrôle présentées. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas du contrôle prédictif qui est bien supérieure au niveau de THD par rapport à la commande par hystérésis.

Le chapitre suivant sera consacré à appliquer un onduleur à cinq niveaux monophasés à cellules empilées PUC (Packed U Cells) comme un FAP entre la source d'énergie électrique et la charge non-linéaire.

Chapitre III :

Amélioration de la qualité d'énergie à l'aide d'un onduleur multi niveaux de type PUC

III.1. Introduction

L'utilisation d'un onduleur multi-niveaux en tant que filtre actif peut donner plusieurs avantages, en effet, le nombre de niveaux de tensions que l'onduleur peut atteindre permet de diminuer d'une manière considérable le taux de distorsion harmonique. Le nombre d'interrupteurs et de composants utilisés font que le volume et le poids du filtre seront réduits ce qui constitue un facteur d'importance pour une éventuelle commercialisation.

Dans ce contexte, ce chapitre est consacré à l'étude de la commande d'un filtre actif parallèle à l'aide d'un onduleur multi-niveaux à cellules en U empilées PUC (Packed U Cells).

III.2. Onduleur PUC5 pour le filtrage actif

L'onduleur PUC est un pont en H modifié. Plusieurs niveaux de tension peuvent être générés en ajoutant des cellules en U; ceux-ci regroupent un condensateur et deux interrupteurs de puissance. La version à cinq niveaux du PUC (PUC5), présentée à la Figure III.1(a), est particulièrement intéressante, car une même tension peut être générée par l'entremise de deux états de commutation différents. Dans ce cas-ci, la tension V_2 est la moitié de la tension d'entrée V_1 . Cependant, dans les applications de filtrage actif, les meilleures topologies de convertisseurs multiniveaux sont celles qui peuvent fonctionner en onduleur et en redresseur. Pour cette raison, l'onduleur PUC5 est reconfiguré avec deux liaisons DC ($V_1 = V_2$) identiques fonctionnant comme un FAP. La Figure III.1(b) illustre le circuit de puissance de l'onduleur PUC5 modifié

(MPUC5). Il est clair que les 2 interrupteurs et le deuxième condensateur ont été inversés dans la configuration MPUC5. Par conséquent, la tension de sortie de MPUC5 est la somme de deux liaisons DC. La configuration MPUC5 a été proposée et utilisée comme un redresseur à double sortie. Les résultats obtenus montrent que MPUC5 fonctionne parfaitement lorsque les deux charges de sortie sont identiques. Dans cette condition, les tensions des condensateurs sont équilibrées sans déviation. De ce fait est née l'idée d'utiliser la structure MPUC5 comme un FAP.

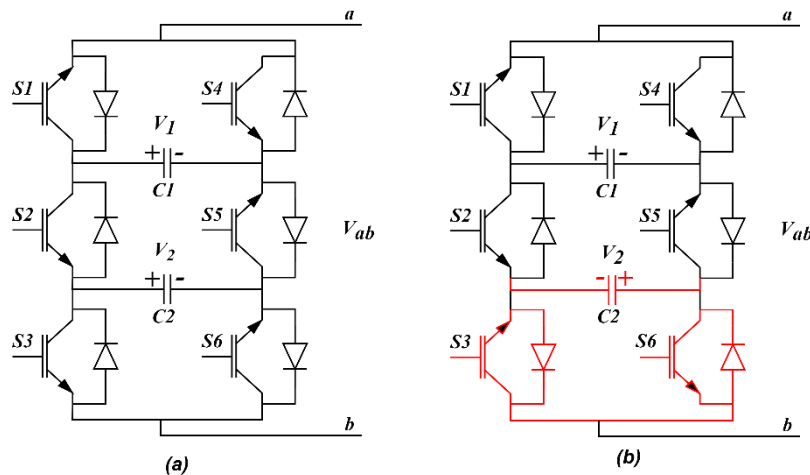


Figure III.1. Configuration de : a) PUC5 b) MPUC5.

III.3. Système de filtrage actif à base d'onduleur MPUC5

La structure étudiée dans ce chapitre du FAP monophasé multi-niveaux est illustrée à la Figure III.2. Elle se compose d'une source AC, d'une charge non linéaire connectée en série et de l'onduleur MPUC5 connecté au réseau en parallèle via une inductance de filtrage au PCC.

Les principaux objectifs de cette configuration sont de compenser la puissance réactive et d'éliminer les composantes harmoniques dans le courant du réseau causées par les charges non linéaires au PCC.

La topologie de l'onduleur MPUC5, comme illustré à la Figure III.3, comporte 6 commutateurs actifs et deux condensateurs de liaison DC. Le principal avantage de la structure MPUC5 est que les deux tensions côté DC du convertisseur fournissent les tensions V_{dc1} et V_{dc2} séparément ; chaque tension doit être inférieure à la tension PCC. De ce fait, le pic de tension vu par le PCC est égal à la somme des deux sorties DC, et en plus $V_{dc1} = V_{dc2}$ pour assurer l'équilibrage des condensateurs de tension du MPUC5, afin de garantir le fonctionnement en boost de l'onduleur et d'injecter le courant de compensation dans le réseau. En supposant

($V_{dc1} = V_{dc2} = E$), les états de commutation (X), les niveaux de tension générés par l'onduleur MPUC5 (V_{inv}) peuvent être indiqués comme dans le Tableau III.1.

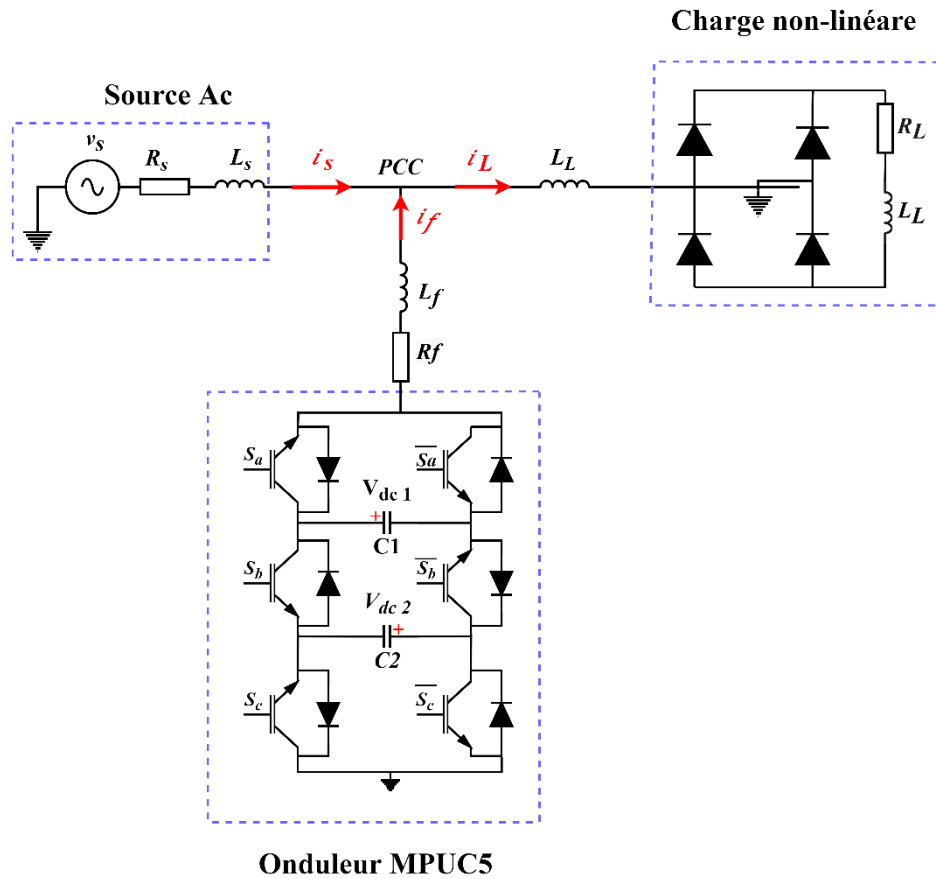


Figure III.2. Structure d'un FAP monophasé à base d'onduleur PUC5.

Tableau III.1. Les états de commutation et niveaux de tension de l'onduleur MPUC5.

L'état de commutation (X)	S_a	S_b	S_c	\bar{S}_a	\bar{S}_b	\bar{S}_c	Voltage généré par l'onduleur MPUC 5 (V_{in})
L'état 1	0	1	0	1	0	1	$V_{in} = -2E$
L'état 2	1	0	1	0	1	0	$V_{in} = +2E$
L'état 3	1	1	1	0	0	0	$V_{in} = 0$
L'état 4	0	0	0	1	1	1	$V_{in} = 0$
L'état 5	0	1	1	1	0	0	$V_{in} = -E$
L'état 6	1	1	0	0	0	1	$V_{in} = -E$
L'état 7	0	0	1	1	1	0	$V_{in} = +E$
L'état 8	1	0	0	0	1	1	$V_{in} = +E$

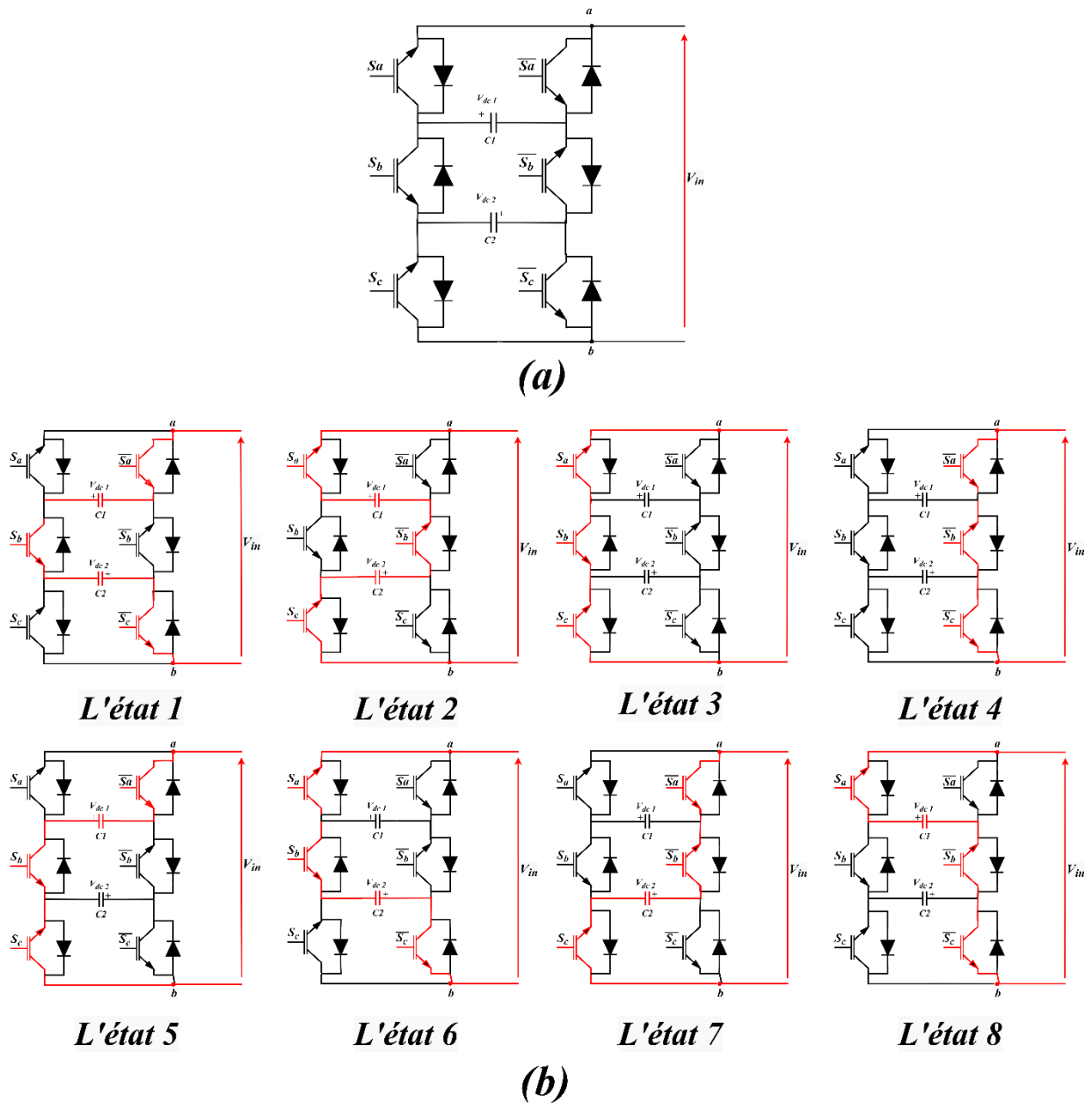


Figure III.3. (a) La topologie de MPUC5, (b) Les états de commutation de l'onduleur MPUC 5.

III.4. Commande prédictive de l'onduleur PUC5 du FAP

La structure du contrôle prédictif du courant d'un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5 est présentée sur la Figure II.4. La structure utilisée est identique à la commande utilisée en Chapitre II pour un filtre monophasé à deux niveaux. La tension du bus continu ($V_{dc} = V_{dc1} + V_{dc2}$) régulée avec un régulateur PI servira de référence pour la régulation du courant du filtre par un algorithme du contrôle prédictif du courant.

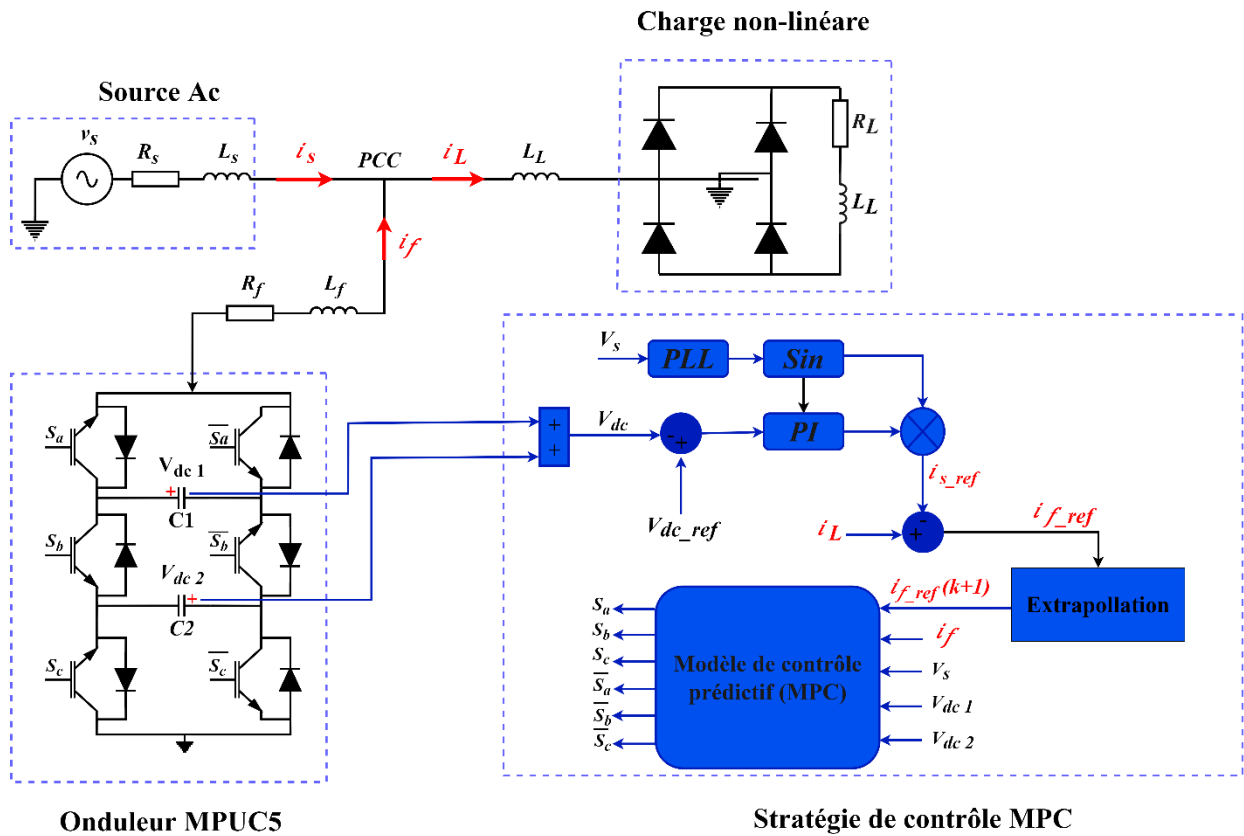


Figure III.4. Structure de contrôle prédictif du courant d'un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5.

III.4.1. Algorithme du contrôle prédictif du courant

L'algorithme du contrôle prédictif du courant du FAP à base d'onduleur MPUC5 est illustré sur la Figure III.5. À partir des valeurs mesurées du courant de filtre i_f , de la tension de source i_s , du courant de référence de filtre i_{f_ref} estimé à partir du régulateur PI et des tensions de condensateur (V_{dc1}, V_{dc2}), le courant de filtre $i_f(k + 1)$ est estimé pour tous les cas d'états de commutation de MPUC5. Les tensions prédites de condensateurs sont également calculées uniquement pour les états de commutation qui ont un effet sur les tensions de condensateurs. Sinon, les tensions prédites de condensateur restent les mêmes ($V_{dc1}(k + 1) = V_{dc1}(k), V_{dc2}(k + 1) = V_{dc2}(k)$) dans les autres états. Après cela, une fonction de coût est évaluée afin de calculer la valeur optimale. L'état de commutation optimal choisi est appliqué pendant le temps d'échantillonnage suivant à l'onduleur MPUC5 via les impulsions de commutation, qui sont produites en fonction de l'état de commutation approprié choisi par l'algorithme prédictif à partir de la table de commutation (Tableau III.1).

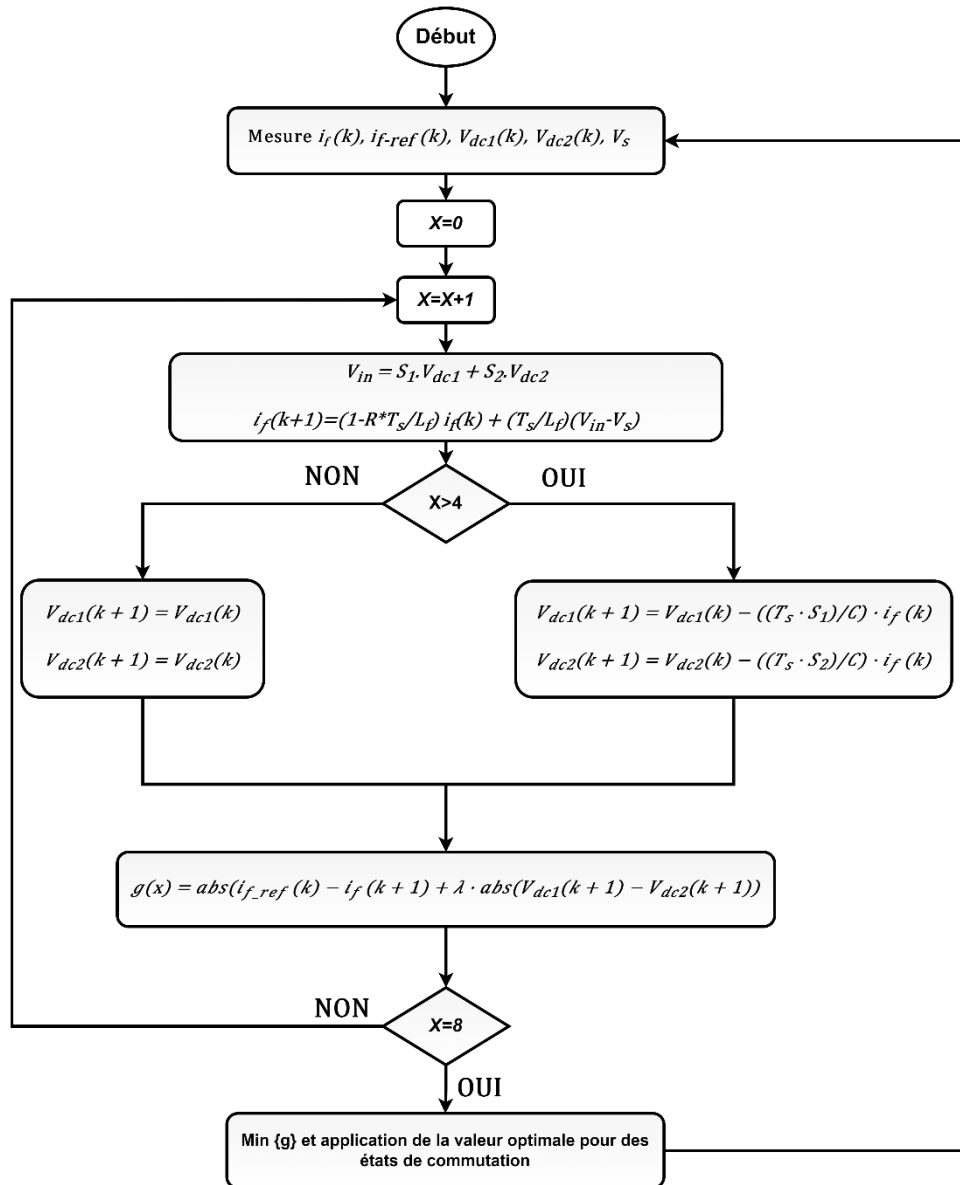


Figure III.5. Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif pour l'onduleur MPUC5.

Le modèle mathématique du FAP monophasé utilisant MPUC5 est donné par les équations suivantes :

$$L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f - V_{inv} + v_s = 0 \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} \frac{dV_{dcx}(t)}{dt} = \frac{1}{C_x} i_f \\ x = 1,2. \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où i_f et v_s sont respectivement le courant de filtre et la tension de source mesurés, V_{inv} est la tension de sortie de l'onduleur MPUC5 et L_f et R_f sont respectivement l'inductance et la résistance du filtre et V_{dcx} sont les tensions de condensateurs de liaison DC.

Les variables à contrôler sont le courant futur de filtre $i_f(k+1)$ et les tensions de condensateurs ($V_{dc1}(k+1), V_{dc2}(k+1)$). Le courant de référence du filtre $i_{f_ref}(k+1)$ est calculé et extrapolé avec la même manière du chapitre II (Section II.4.2) et en utilisant l'approximation d'Euler, le comportement futur du courant de filtre $i_f(k+1)$ peut être exprimé comme :

$$i_f(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_f}{L_f}\right) i_f(k) + \left(\frac{T_s}{L_f}\right) (V_{in} - v_s) \quad (\text{III.3})$$

Où, T_s est la période d'échantillonnage de l'algorithme prédictif.

Afin de réduire la charge de calcul, deux variables S_1 et S_2 sont introduites pour simplifier l'utilisation des états de commutation S_a, S_b et S_c . Ils sont calculés comme suit :

$$S_1 = S_a - S_b \quad (\text{III.4})$$

$$S_2 = S_c - S_b \quad (\text{III.5})$$

Le vecteur de tension généré par l'onduleur MPUC5 peut être calculé donc comme suit :

$$V_{in} = S_1 \cdot V_{dc1} + S_2 \cdot V_{dc2} \quad (\text{III.6})$$

En utilisant à nouveau l'approximation d'Euler et l'équation III.2, les deux tensions de condensateurs pour le temps d'échantillonnage suivant ($V_{dc1}(k+1), V_{dc2}(k+1)$) peuvent être prédites pour assurer l'équilibre de tension des deux condensateurs de liaison DC en activant les commutateurs appropriés :

$$V_{dc1}(k+1) = V_{dc1}(k) - ((T_s \cdot S_2)/C) \cdot i_f(k) \quad (\text{III.7})$$

$$V_{dc2}(k+1) = V_{dc2}(k) - ((T_s \cdot S_2)/C) \cdot i_f(k) \quad (\text{III.8})$$

Où C_1, C_2 et C ($C_1 = C_2 = C$) sont les condensateurs d'onduleur MPUC5.

Enfin, la fonction de coût g est définie comme :

$$g = \text{abs}(i_{f_ref}(k) - i_f(k+1)) + \lambda \text{abs}(V_{dc1}(k+1) - V_{dc2}(k+1)) \quad (\text{III.9})$$

Où λ est un facteur de pondération. La fonction de coût g est calculée pour les 8 états de commutation possibles, selon la table de commutation prédéfinie (Tableau III.1). L'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est choisi et ensuite appliqué au MPC5 au moment du prochain instant d'échantillonnage.

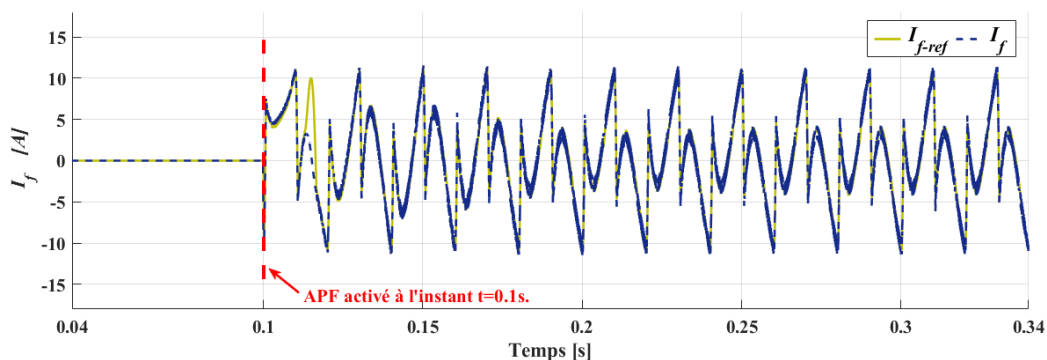
III.4.2. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons montrer les résultats de simulation de la commande prédictive pour un FAP à base d'onduleur MPUC5 à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. On va évaluer la robustesse de cette commande en régime permanent lors de la mise en service du FAP d'une part, et quand la charge non linéaire subit un changement brusque. Les paramètres électriques sont identiques à celles indiquées au Tableau II.2. Pour les paramètres de contrôle, la période d'échantillonnage de l'algorithme prédictif est égale à $20 \mu s$ et le facteur de pondération $\lambda = 0.2$.

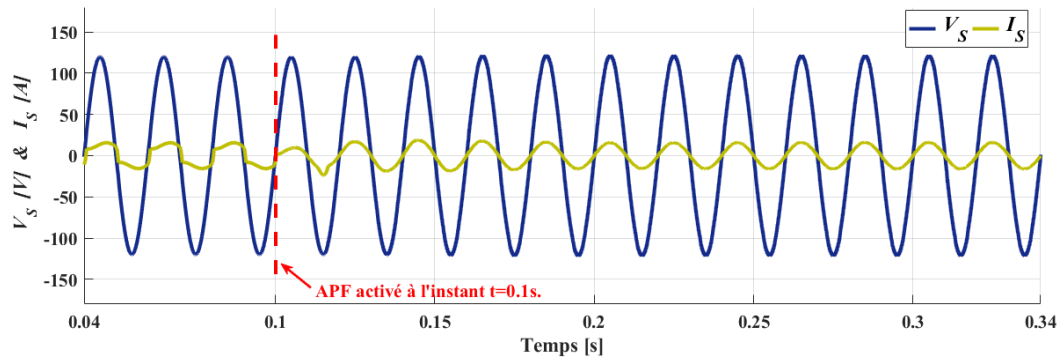
III.4.2.1. Mise en œuvre du filtre actif parallèle

La figure III.6 montre les résultats de simulation du FAP à base d'onduleur MPUC5 avant et après filtrage. Le filtre a été activé à $t = 0.1s$, le filtre a commencé à injecter un courant de filtre, comme illustré à la Figure III.6 (a). En conséquence, le courant du réseau est devenu sinusoïdal et la charge non linéaire a continué à consommer un courant déformé, comme illustré à la Figure III.6 (b) et à la Figure III.6(c), respectivement. La tension du bus continu a atteint l'état de référence en quelques cycles (tension d'ondulation inférieure à 5 %), avec un équilibre parfait des deux tensions de condensateur (V_{dc1} & V_{dc2}) comme illustré à la Figure III.6(d). Dans le même temps, la puissance active a atteint la valeur nominale et la puissance réactive est devenue nulle lorsque le filtre a été activé, comme indiqué sur la Figure III.6(e). En raison de l'équilibre parfait de la tension des condensateurs (C_1 & C_2) présenté à la Figure III.6(f), la tension de sortie à 5 niveaux de l'onduleur MPUC5 a été obtenue, comme illustré à la Figure III.6(g). La Figure III.6(h) montre l'analyse spectrale du courant de source avant et après le filtrage. On peut clairement remarquer l'absence quasi-totale des harmoniques bas-ordre, où le THD passe de 28.12% à 1.81% après introduction du filtre.

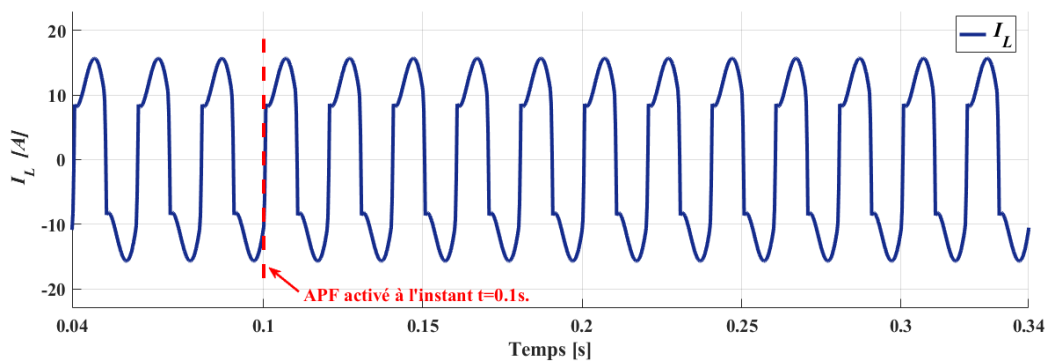
a) Le courant du filtre :



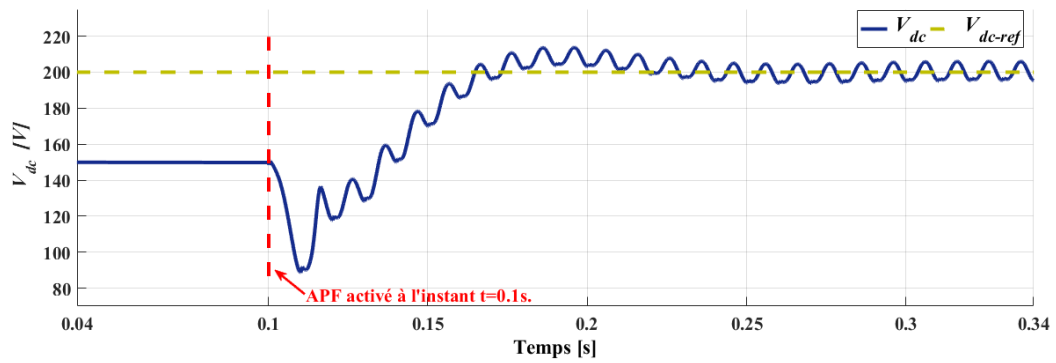
b) Le courant et la tension de la source :



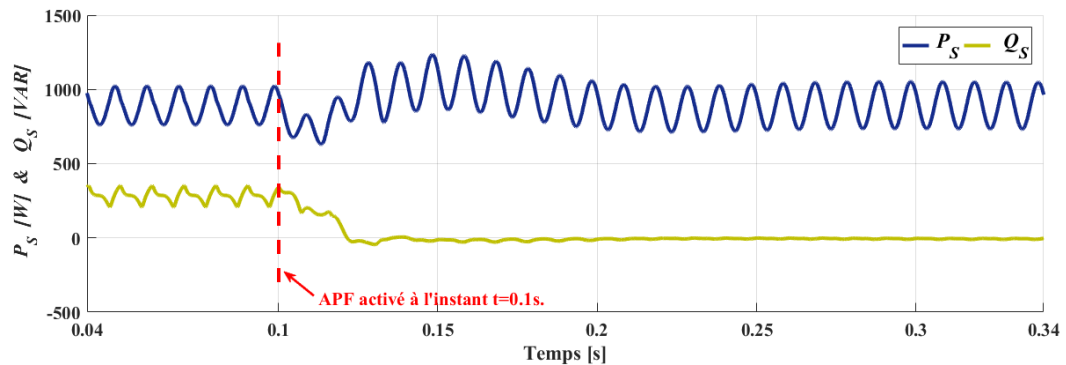
c) Le courant de la charge :



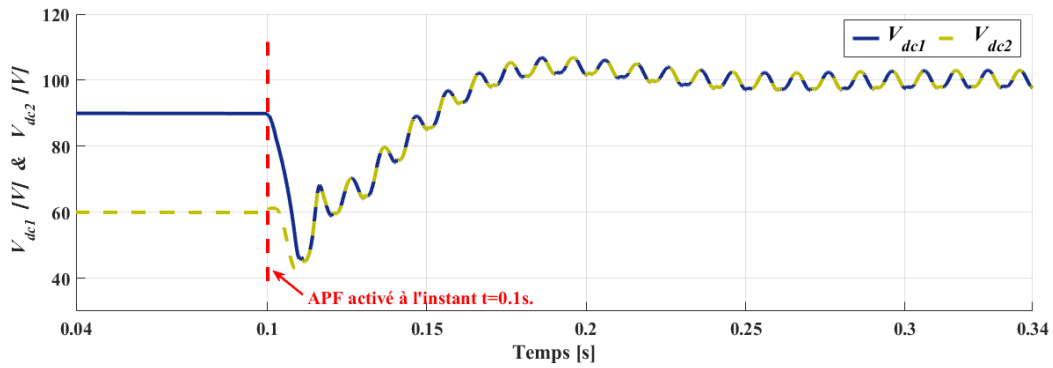
d) Tension du bus continu :



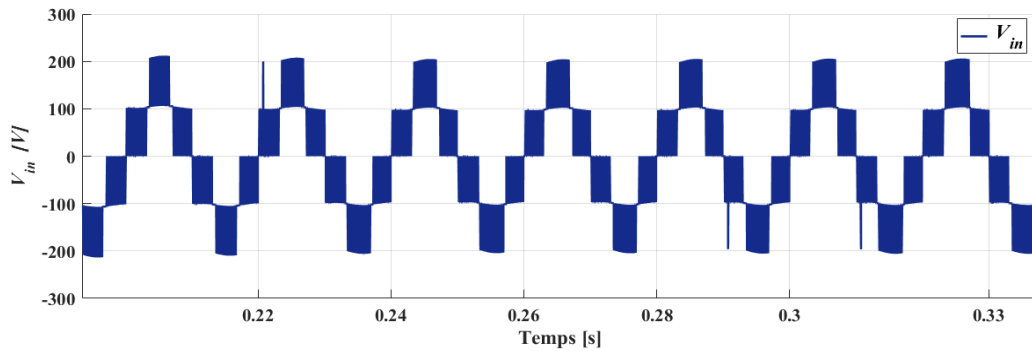
e) Puissances active (P) et réactive (Q) :



f) Les tensions des des condensateurs ($C1$ & $C2$) :

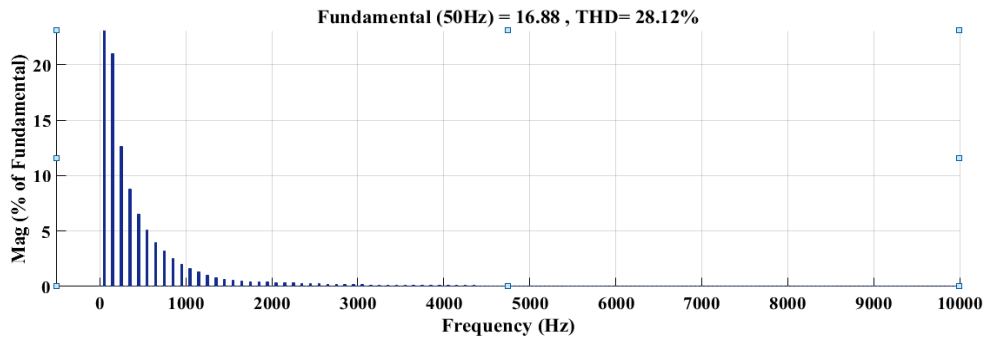


g) La tension à la sortie de filtre :



h) Spectre du courant de la source :

❖ Avant filtrage :



❖ Après filtrage :

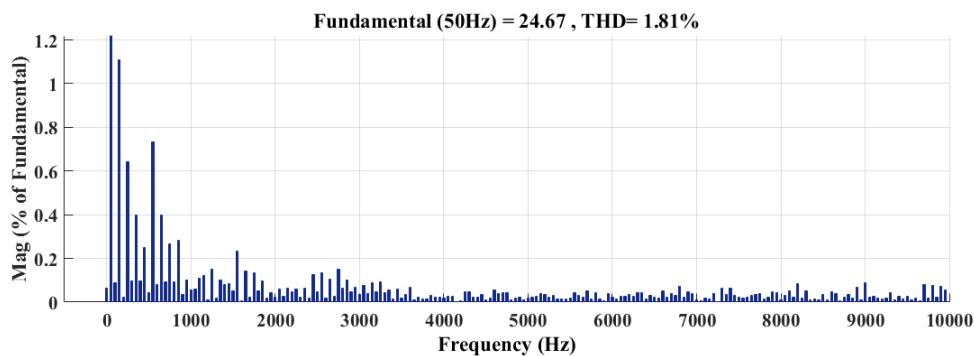
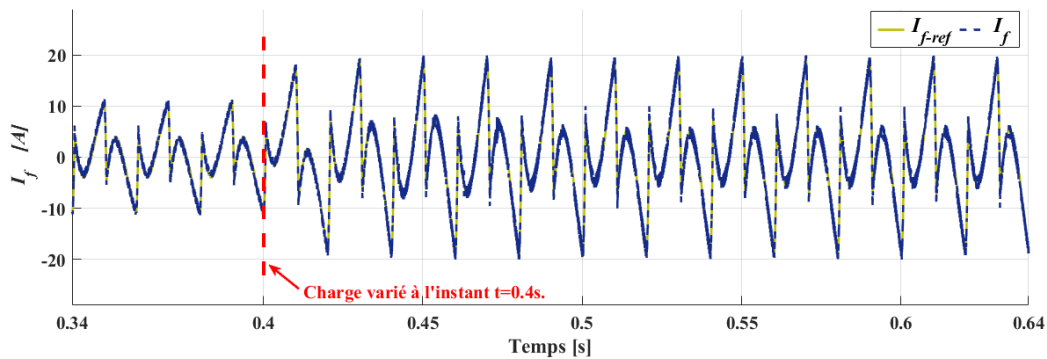


Figure III.6. Résultats de simulation après la mise en service du FAP à base d'onduleur MPUC5 à $t=0.1s$ avec le contrôle prédictif du courant.

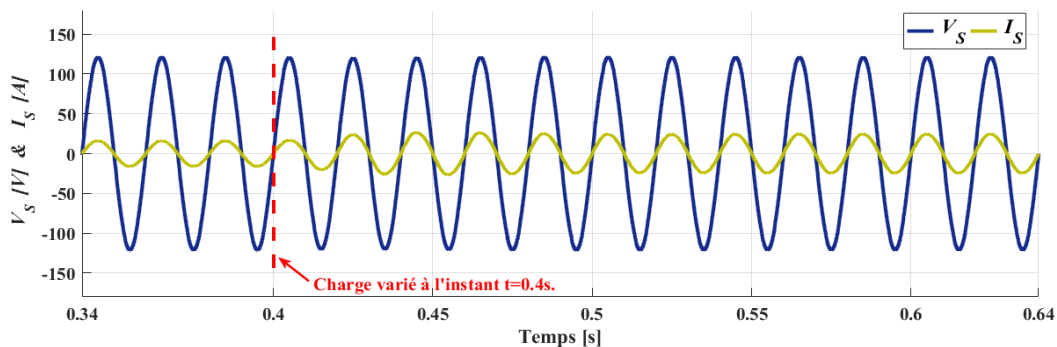
III.4.2.2. Variation de la charge non linéaire

La Figure III.7 montre les résultats de simulation obtenus pour une variation brusque de la charge non linéaire à $t = 0,4s$ de 6Ω à 3Ω . Le FAP à base d'onduleur MPUC5 continue d'alimenter le réseau avec un courant de compensation pour couvrir le besoin de puissance réactive de la charge, comme illustré à la Figure III.7(a). De plus, l'amplitude du courant de charge augmente tout en conservant la même forme d'onde et la charge non linéaire continue d'absorber le courant déformé, comme le montre la Figure III.7(c). On peut voir dans la Figure III.7(b) que le courant de source a toujours une forme d'onde sinusoïdale, et en phase avec la tension de source, ce qui démontre la bonne performance de l'algorithme prédictif. Les réponses de la tension du bus continu et les deux tensions de condensateurs lors du changement de charge à $t = 0.4s$ sont illustrées à la Figure III.7(d) et Figure III.7(e), respectivement. Il convient de mentionner que les deux tensions de condensateur s'équilibrent instantanément et de manière identique en raison des performances dynamiques de l'algorithme prédictif. Dans le même temps, la puissance active a atteint la valeur nominale et la puissance réactive est devenue nulle comme illustré à la Figure III.7(f). La Figure III.7(g) montre la tension de sortie de l'onduleur MPUC5 pendant le changement de charge, on peut remarquer que la tension de sortie de l'onduleur n'est pas affectée pendant ce changement en gardant la même tension de sortie à 5 niveaux.

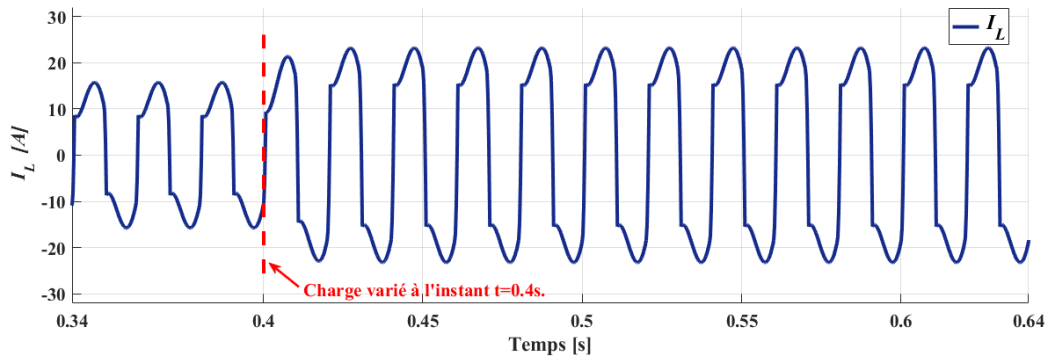
a) Le courant du filtre :



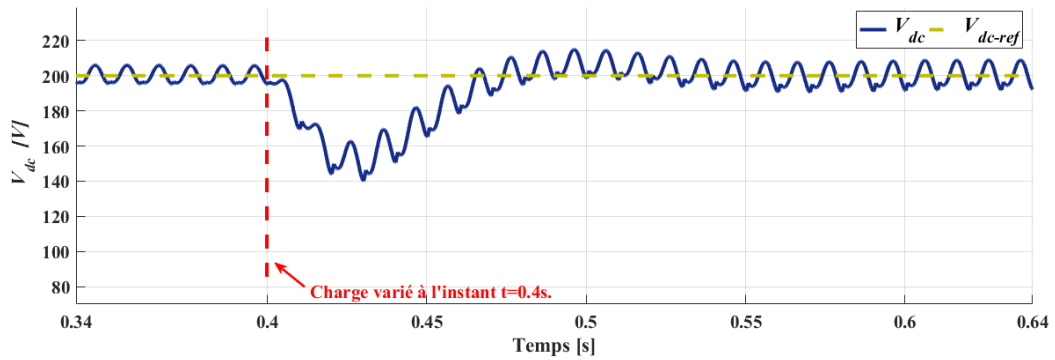
b) Le courant et la tension de la source :



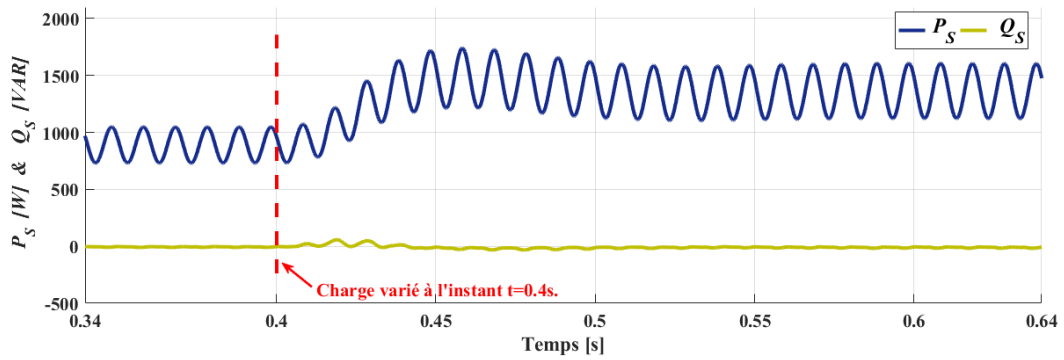
c) Le courant de la charge :



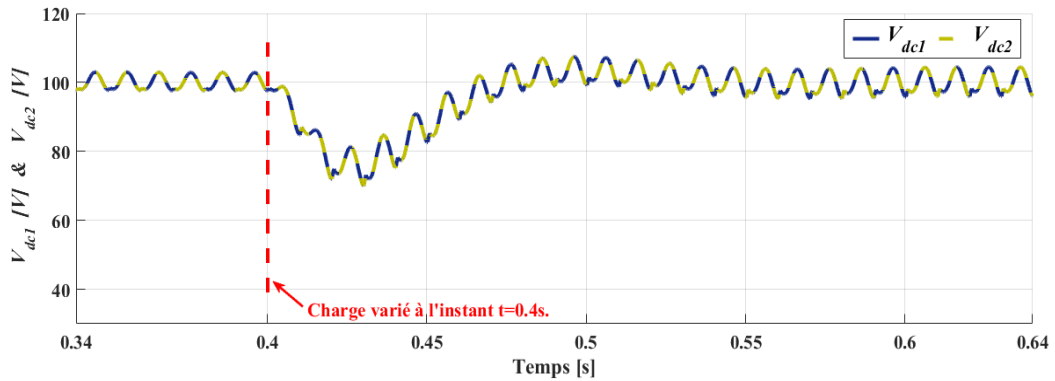
d) Tension du bus continu :



e) Puissances active (P) et réactive (Q) :



f) Les tensions des condensateurs ($C1$ & $C2$) :



g) La tension à la sortie de filtre :

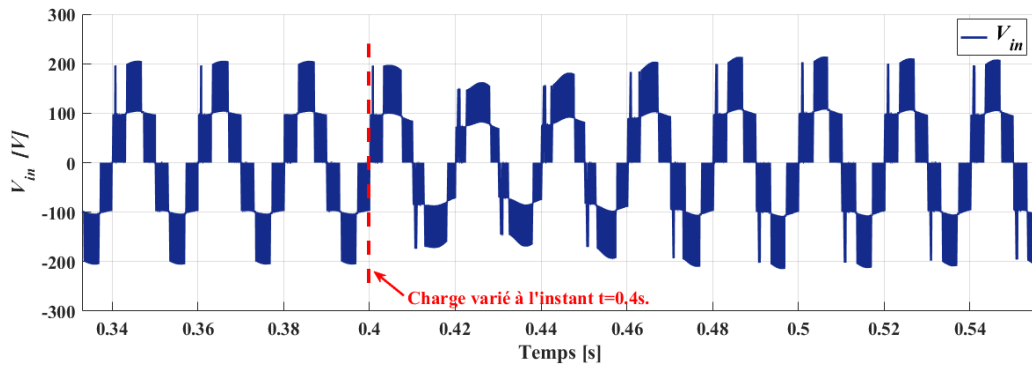


Figure III.7. Résultats de simulation lors la variation de la charge non linéaire du FAP à base d'onduleur MPUC5 à $t=0.4s$ avec le contrôle prédictif du courant.

III.5. Étude comparative

Dans le but d'évaluer l'efficacité du FAP à base d'onduleur MPUC 5 avec le contrôle prédictif du courant, une étude comparative par simulation avec la commande hystérésis (Figure III.8) et les résultats obtenus en chapitre II est présentée. Les critères pris en compte dans l'évaluation des performances sont le taux de distorsion de courant de source et l'équilibre de tension de condensateurs de la liaison DC. Pour cela le Tableau III.2 montre les différentes valeurs prises par simulations.

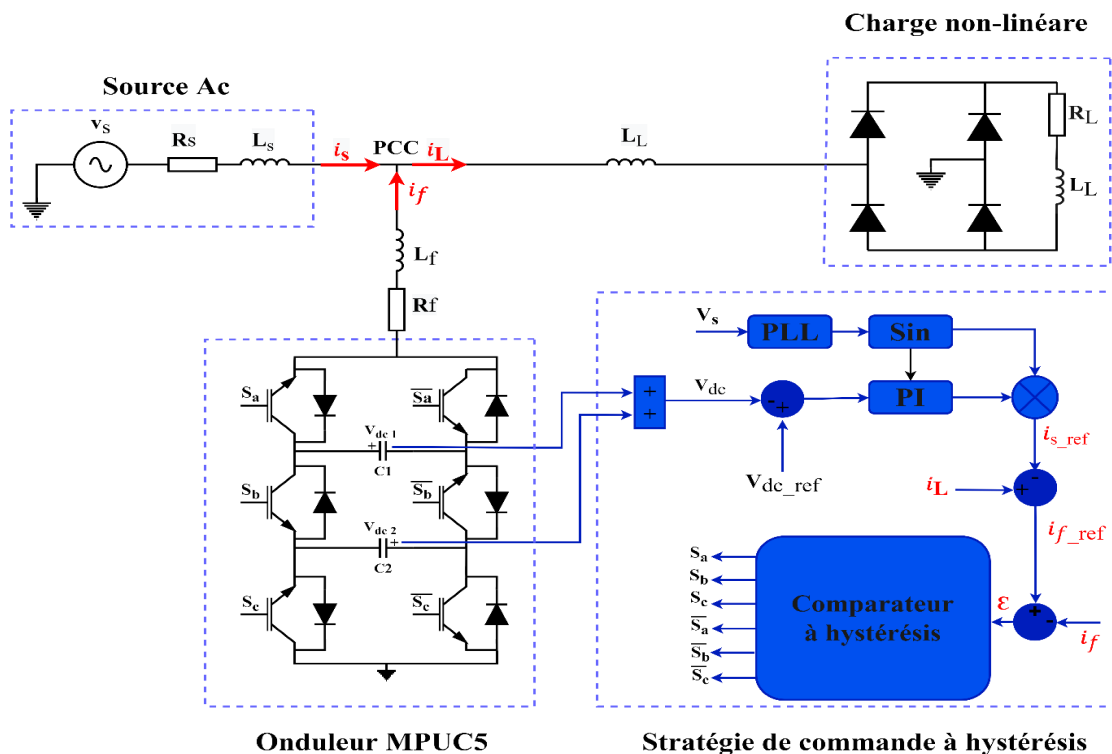


Figure III.8. Structure de contrôle par hystérésis du courant d'un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5.

Tableau III.2. Etude comparative entre les deux structures de commande du FAP.

	THD _i (%)	Equilibre de tension des condensateurs de la liaison DC
Contrôle par hystérésis avec un FAP à deux niveaux	4.62	-
Contrôle prédictif avec un FAP à deux niveaux	3.77	-
Contrôle par hystérésis avec un FAP à base d'onduleur MPUC5	2.89	Mauvais
Contrôle prédictif avec un FAP à base d'onduleur MPUC5	1.81	Parfait

Nous remarquons la supériorité du contrôle prédictif du courant pour un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5 par rapport aux autres techniques.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons utilisé un onduleur MPUC5 en tant que filtre actif parallèle monophasé. Avec un contrôle prédictif du courant, le FAP fonctionne parfaitement en injectant des courants compensatoires rendant le courant de source d'une forme sinusoïdale parfaite avec un taux de distorsion harmonique de **1.81%**. Pour prouver les performances de la méthode prédictive et l'onduleur MPUC5, une étude comparative avec la commande hystérésis et le FAP à deux niveaux est effectuée. Les résultats de simulation et l'étude comparative montrent que le contrôle prédictif du courant pour un FAP monophasé à base d'onduleur MPUC5 est plus performant aux autres techniques.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude, la commande et la simulation d'un filtre actif parallèle monophasé multi-niveaux, comme une solution de dépollution des réseaux électriques.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les différentes sources de pollution des réseaux électriques, leurs conséquences sur le réseau et les différentes méthodes de dépollution proposées dans la littérature (moderne et traditionnelle).

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié un filtre actif parallèle monophasé à deux niveaux, ou deux structures de contrôle du courant sont utilisées pour la commande du FAP, soit le contrôle par hystérésis et le contrôle prédictif. Les résultats de simulation obtenus montrent que FAP monophasé à deux niveaux compense les perturbations générées par la charge non linéaire avec les deux structures de contrôles. Le taux de distorsion harmonique est légèrement meilleur avec le contrôle prédictif (THDi = 4.60%) par rapport à la commande par hystérésis (THDi = 3.77%).

Dans le troisième chapitre, nous avons utilisé le convertisseur PUC5 comme un FAP. Ce convertisseur présente un potentiel d'efficacité énergétique très important vu qu'il permet d'obtenir 5 niveaux de tensions avec seulement six interrupteurs et deux condensateurs. Les résultats obtenus sont en général très satisfaisants car les taux de distorsion harmonique obtenus sont inférieurs à 2% avec un algorithme de contrôle prédictif. Le FAP a été testé en mode charge variable, il a montré sa robustesse face aux variations de la charge.

Comme perspectives pour les futures promotions on peut citer :

- La réalisation pratique du travail réalisé en simulation.
- Utilisation de nouvelles commandes plus évoluées à notre système.

Références Bibliographiques

- [1] Subjak.J.S et Mcquilkin.J.S, Harmonies - Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update, vol. 26, IEEE Trans. on Ind. Appl., 1990.
 - [2] Segulier.G, Les perturbations induites dans le réseau par les convertisseurs statiques: origine, propagation, procédés de réduction, COLLOQUE - Nantes, Juillet 1992,.
 - [3] Jianhong XU , FILTRAGE ACTIF' PARALLELE DES HARMONIQUES DES RESEAUX DE DISTRIBUTION D'ELECTRICITE, l'Institut National Polytechnique de Lorraine , Janvier 1994 .
 - [4] K. Samia, «Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux,» MEMOIRE DE MAGISTER -UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, 2009.
 - [5] Vanya Ignatova, «Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique,» OAI, vol. 14, n° %1119, pp. 1,774, 2006.
 - [6] Oudaifia, N.Sahraoui, «Qualité d'énergie électrique,» université 8 Mai 1945, Geulma, 2018.
 - [7] Djahmi.A, Liman.I, Liman.A, «Qualité de l'énergie électrique,» Mémoire de fin d'étude, Geulma, 2008.
 - [8] BOUCHAKOUR Salim , «Contribution à l'étude et commande d'un couplage des systèmes hybrides pour la production d'énergie électrique,» Thèse de doctorat, département d'électronique, Université de Batna, 2015.
 - [9] ZIDANE.A, ZELLOUMA Said, «Compensation des harmoniques et de la puissance réactive à l'aide du filtre actif parallèle,» Thèse de magister , Université Echahid Hamma Lakhder-d'El-Oued, Juin 2015.
 - [10] Schneider Electric Industries SAS, «Détection et filtrage des harmoniques,» Schneider Electric Industries, 92500 Rueil-Malmaison,France, 06-2009.
 - [11] Djaffar Ould Abdeslam, «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension,» Thèse de doctorat, université de Haute-Alsace-FRANCE, 2005.
 - [12] IEEE Standard 519, «IEEE recommended practice and requirement for harmonic control in electric power systems.In IEEE Std 519-2014,» Piscataway, Vols. %1 sur %2NJ-USA, p. 1–29, 2014.
 - [13] A. Sahli, «Optimisation de la qualité d'énergie dans les Smart grids (Doctoral dissertation),» University Ferhat Abbas, Sétif, 2021.
-

- [14] Abdelfattah BOUSSAID, «Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique,» Thèse Pour l'obtention du diplôme de Doctorat troisième Cycle LMD En Électrotechnique, 2017.
- [15] L. H. Tey, P. L. So and Y. C. Chu, «an improvement of power quality using adaptive shunt active filter,» IEEE Trans-Power Delivery, vol. 20, n° 112, pp. 1558-1568, 2005.
- [16] A. TERCIYANLI, M. ERMIS et I. CADIRCI, «A selective harmonic amplification method for reduction of kva rating of current source converters in shunt active power filters,» Power Delivery-IEEE Transactions on, vol. 26, p. 65–78, Jan 2011.
- [17] A. Hocine, A. Salah Eddine, «Analyse et commande des onduleurs multiniveaux monophasés de type PUC,» Mémoire de master-Électronique, BBA, 2021.
- [18] Joseph SONG MANGUELLE, «CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES ALIMENTÉS PAR TRANSFORMATEURS MULTI-SECONDAIRES BASSE-FRÉQUENCE: RÉACTIONS AU RÉSEAU D'ALIMENTATION,» THÈSE PRÉSENTÉE À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2004.
- [19] Boukezata, B. (2017). « Etude et commande d'une chaîne de conversion d'énergie d'un système solaire photovoltaïque,» (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbas).
- [20] SHAHRAKI.Gholipour, Eskandar, «Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques,» Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2003.
- [21] B.YACINE; C,AISSA, «Commande prédictive d'un redresseur triphasé,» Mémoire de Master Industries Electroniques, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi -BBA, 2020.
- [22] Abdelouahab.B, «Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI,» Thèse de doctorat, 2014.
- [23] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, «Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter,» Electr. Power Syst, 2010.
- [24] KOURO, Samir, PEREZ, Marcelo A., RODRIGUEZ, Jose, Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics., vol. 9, IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, pp. 8-21.
- [25] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives, vol. 55," IEEE Trans. Ind. Electron", 2008, p. 4312–4324.
- [26] Sahli, A., Krim, F., Laib, A., & Talbi, B. (2020). Model predictive control for single phase active power filter using modified packed U-cell (MPUC5) converter. Electric Power Systems Research, 180, 106139.
-

Résumé :

Le filtre actif parallèle (FAP) s'est avéré être une méthode efficace pour atténuer les courants harmoniques générés par des charges non linéaires ainsi que pour compenser la puissance réactive. Ce mémoire présente dans un premier temps, un FAP basée sur un onduleur à deux niveaux avec deux structures de contrôle, soit le contrôle par hystérésis et le contrôle prédictif. Des tests et simulations ont été effectués et les résultats montrent que le contrôle prédictif est plus efficace en termes de taux de distorsion du courant de la source. Ensuite, une amélioration de la qualité d'énergie à l'aide d'un onduleur multi-niveaux de type PUC à cinq niveaux est présentée. Les résultats de simulation et l'étude comparative montrent que contrôle prédictif du courant pour un FAP monophasé à base d'onduleur PUC5 est plus performant aux autres techniques.

Mots-clés : *Amélioration de la qualité d'énergie, filtre actif parallèle, onduleur Multi-niveaux PUC5, contrôle prédictif, contrôle par hystérésis, taux des harmoniques.*

ملخص :

لقد أثبت مرشح الطاقة النشط أنه طريقة فعالة لتخفيف التيارات التوافقية الناتجة عن الأحمال غير الخطية وكذلك لتعويض القدرة التفاعلية. تلعب طرق الكشف عن التيار التوافقي دورًا مهمًا في أداء مرشح الطاقة المتوازي النشط (PAF). تقدم هذه الأطروحة أولاً مرشح طاقة متوازي بناءً على عاكس ثنائي المستوى باستخدام طريقتين للتحكم في العاكس (مقارنات التخلفية والتحكم التنبئي بنموذج مرجعي). تم إجراء الاختبارات والمحاكاة وأظهرت النتائج أن التحكم التنبئي بنموذج مرجعي أكثر كفاءة من حيث معدل التشويه الحالي للمصدر. بعد ذلك عملنا على تحسين جودة الطاقة باستخدام عاكس متعدد المستويات MPUC من خمسة مستويات لـ APF، وأخيرًا دراسة مقارنة بتقنية تقليدية لإظهار أن إدخال العواكس متعددة المستويات MPUC والمرتبطة بالتحكم التنبئي في مرشح يسمح بتحسين أداء المرشح بشكل كبير.

الكلمات الرئيسية: تحسين جودة الطاقة؛ العاكس المتعدد المستويات MPUC5؛ التحكم التنبئي FCS-MPC؛ التحكم في التباطؤ؛ المعدل التوافقي.

Abstract :

The active power filter (APF) has proven to be an effective method of attenuating harmonic currents generated by non-linear loads as well as compensating reactive power. In this thesis, a two-level inverter-based APF with two control structures, hysteresis control and predictive control, is presented. Tests and simulations have been performed and the results show that the predictive control is more efficient in terms of source current distortion rate. Then, a power quality improvement using a five-level PUC multilevel inverter is presented. Simulation results and comparative study show that predictive current control for a single-phase PUC5 inverter-based APF performs better than other techniques.

Keywords: *Amelioration of energy quality, active power filter, PUC5 multilevel inverter, predictive control, hysteresis control, total harmonic distortion.*