

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique Université Abderrahmane Mira-Bejaia

Faculté de Technologie

Département de Génie

Electrique



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

Projet de Fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de master en électrotechnique

Option : Commande électrique

Thème

Modélisation et Simulation d'un Filtre Actif Parallèle multiniveaux

Préparé par :

Mazouzi Aicha

Mammeri Sabiha

Dirigé par :

M^r: Madi Yazid

Année Universitaire : 2019/2020

Remercîments

Avant tout, nous tenons à remercier le bon Dieu tout puissant qui nous a accordé santé et courage pour réaliser ce travail.

Nous souhaitons remercier et témoigné tout notre reconnaissance aux personnes suivantes, pour l'expérience enrichissante et pleine d'intérêt qu'elles nous ont faire vivre au sein de l'université A.MIRA Bejaia.

Nous tenons d'abord à remercier M^r MADI YAZID enseignant à l'université d'A.MIRA Bejaia, pour nous avoir fait confiance et reçu au sein de son équipe, on le remercie également pour la transmission de ses connaissances et expérience, pour son implication dans son rôle d'encadreur.

De même, nous souhaitons remercier tous nos enseignants et enseignantes ainsi que l'équipe pédagogique du Master 2 Commande électrique pour enseignement cette années fourni durant.

Enfin, Nous remercions également tous les membres du jury pour nous avoir fait l'honneur d'examiner ce mémoire. Dans le quel ils trouvent l'expression de notre respect.

DEDICACE

Je dédie ce travail :

- à mon père et à ma mère, que dieu les récompense et les garde, qui n'ont jamais cessé de m'aider, de m'encourager et de me soutenir toute au long de mon cursus scolaire et universitaire ;
- à mes frère Abd Elghani , Hamanou , Sofiane , et à ma sœur Razika ;
- à mon fiancé Abd Elghani qui ne jamais cessé de m'aider;
- à tout ma belle –famille Maouche spécialement « Leila » ;
- à mes chers amis : Aicha, Sara, Sofia et Lynda ;
- à mes cousines Ibtisseme, Lynda, Sabrina et mon cousin Rayane.

Mammeri Sabiha

Je dédie ce travail :

- à mon cher père décédé que dieu l'accueille dans son vaste paradis, j'espère l'avoir rendu fier, ainsi qu'à ma très chère mère qui m'a toujours soutenue, encouragée et veillée à ce que je ne manque de rien ;
- à ma sœur et ces filles Bilind, Alaa, Acile ;
- à ma grande mère , et tout mes oncles et mes tantes ;
- à mes chers amis Randa, Bissa, sabiha, sara, sofia, et Lynda.

Mazouzi Aicha

Abréviations

DFT	Transforme de Fourier Discret.
FAS	Filtre Actif Série.
FAP	Filtre Actif Parallèle.
FFT	Transforme de Fourier rapide.
FPP	Filtre Passif Parallèle.
MLI-ST	Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
NPC	Neutral Point Clamped.
RDFT	Transforme de Fourier Récursive.
THD_v	Taux de Distorsions Harmoniques en tension.
THD	Taux de Distorsions Harmoniques.
THD_i	Taux de Distorsions Harmoniques en courant.
UPQC	Unified Power Quality Conditioner.

Liste des symboles

F	Fréquence.
t	Le temps.
T	La période.
ω	Pulsation du réseau.
a_0, a_n, b_n	Les coefficients de fourrier.
h	Rang de l'harmonique.
x_h	La composante harmonique de rang h.
x_1	La composante fondamentale.
F_p	Facteur de puissance.
V	Tension de source.
I	Courant de source.
P	Puissance active.
S	Puissance apparente.
Q	La puissance réactive associée au courant fondamental.
D	La puissance déformante due aux harmoniques du courant.
ϕ_1	Le déphasage entre le courant fondamental et la tension.
C	Capacité.
L	L'inductance.
R	la résistance.
i_s	Courant de la source.
i_{ch}	Courant de la charge polluante.
i_a	Courant absorbé par la charge.
i_h	Compensent harmonique.
i_{chr}	Composante réactive.
i_f	Courant de filtre.
L_c	L'inductance de filtre d'entrée.
L_f	L'inductance de filtre de sortie.
R_s	La résistance de la source.

L_s	L'inductance de la source.
R_{ch}	La résistance de la charge.
L_{ch}	L'inductance de la charge.
V_{dc}	Tension de l'onduleur.
$i_{h_{ref}}$	Le courant identifié.
V_{dcref}	La tension de référence
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue «o ».
i_a, i_b, i_c	Les courants de référence triphasés.
$v_{s1}(t), v_{s2}(t), v_{s3}(t)$	Les tensions simples de la source.
$i_{c1}(t), i_{c2}(t), i_{c3}(t)$	Les courants de ligne d'un système triphasé.
S_{123}	Etats des interrupteurs de l'onduleur.
P	Les puissances instantanées réelles.
Q	Les puissances instantanées imaginaires.
\bar{p}, \bar{q}	Les composantes continues de p et q.
\tilde{p}, \tilde{q}	Les composantes oscillatoires de p et q.
P	Operateur de Laplace égale à $j\omega t$.
ω_n	fréquence propre du filtre.
ε	Le coefficient d'amortissement.
i_{fk}^{ref}	Les courants harmoniques triphasés.
$i_{f\alpha}^{ref}, i_{f\beta}^{ref}$	Les courants diphasés par la transformation inverse de Concordia.
f_0	Fréquence du signal de référence sinusoïdal.
f_d	Fréquence de la porteuse.
m	L'indice de modulation.
R	Le coefficient de réglage.

Liste des figures

Figure I.1	Creux de tension.....	4
Figure I.2	Déséquilibre de tension.....	4
Figure I.3	Perturbations harmoniques.....	5
Figure I.4	Spectre harmonique.....	6
Figure I.5	Filtre passif résonant	10
Figure I.6	Filtre passif amorti.....	11
Figure I.7	Filtre actif de puissance parallèle.....	12
Figure I.8	Filtre actif de puissance série.....	12
Figure I.9	Filtre UPQC.....	13
Figure II.1	Schéma de principe du filtre actif parallèle.....	16
Figure II.2	Schéma de principe de l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif et formes d'ondes des courants respectifs.....	17
Figure II.3	Structure générale d'un filtre actif parallèle à deux niveaux	18
Figure II.4	Onduleur de tension.....	19
Figure II.5	Principe de commande par hystérésis.....	26
Figure II.6	Principe de commande des courants par MLI.....	27
Figure II.7	Schéma de principe de l'onduleur monophasé commandé par MLI sinus-triangle	27
Figure II.8	Structure générale de modèle de simulation.....	28
Figure II.9	Allures des courants de la source avant filtrage.....	28
Figure II.10	Allures des courants de référence (identifiés).....	29
Figure II.11	Allures des courants injectés.....	29
Figure II.12	Allures du courant de la source avant et après filtrage et courant injecté.....	30
Figure II.13	Allures de la tension entre phase a et b.....	30
Figure II.14	Spectre du courant avant filtrage.....	31
Figure II.15	Spectre du courant après filtrage.....	31
Figure III.1	Onduleur de type NPC de n niveaux.....	34
Figure III.2	Structure d'onduleur à condensateur flottant à trois (a) et à quatre niveaux (b)....	35
Figure III.3	Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a).....	36
Figure III.4	Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.....	36

Figure III.5	Bras de l'onduleur à trois niveaux de tension.....	37
Figure III.6	Principe de la MLI sinus triangulaire à deux porteuses.....	42
Figure III.7	Tension composée V_{ab} de l'onduleur NPC.....	42
Figure III.8	Tension simple V_a de l'onduleur.....	43
Figure III.9	Courants à la sortie de l'onduleur.....	43
Figure III.10	Structure d'un FAP à trois niveaux.....	44
Figure III.11	Allures des courants de la source avant filtrage.....	44
Figure III.12	Allures des courants de référence (identifie).....	45
Figure III.13	Allures des courants injectés.....	45
Figure III.14	Allures du courant de la source avant et après filtrage et courant injecté.....	46
Figure III.15	Allures de la tension entre phase à la sortie de l'onduleur.....	46
Figure III.16	Spectre du courant avant filtrage.....	47
Figure III.17	Spectre du courant après filtrage.....	47

Liste des tableaux

Tableau I.1	Différentes configuration du filtre hybrid.....	14
Tableau I.2	Avantages et inconvénients des différentes filtrages.....	15
Tableau II.1	Tensions à la sortie de l'onduleur.....	20
Tableau II.2	Modes de comparaison de la commande des puissance instantanées.....	25
Tableau II.3	Amplitudes des harmoniques avant le filtrage.....	32
Tableau II.4	Amplitudes des harmoniques après le filtrage.....	32
Tableau III.1	Amplitudes des harmoniques avant le filtrage.....	48
Tableau III.2	Amplitudes des harmoniques après le filtrage.....	48

Sommaire

Introduction général.....	1
Chapitre I : Pollution des réseaux électriques et stratégie de dépollution.	
Introduction	3
I.1 Types et origine des perturbations	3
I.1.1 Creux de tension	4
I.1.2 Déséquilibre.....	4
I.1.3 Charge.....	5
I.1.3.1 Charge linéaire.....	5
I.1.3.2 Charge non linéaire.....	5
I.1.4 Perturbations harmoniques	5
I.1.4.1 Harmoniques.....	5
I.1.4.2 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	6
I.1.4.2.1 Spectral harmonique.....	6
I.1.4.2.2 Rang de l'harmonique h	7
I.1.4.2.3 Taux de Distorsions Harmoniques (THD).....	7
I.1.4.2.4 Facteur de puissance	8
I.1.4.3 Effets des harmoniques.....	9
I.1.4.3.1 Effets instantanés	9
I.1.4.3.2 Effets différés.....	9
I.2 Solutions de dépollution du réseau électrique	9
I.2.1 Solutions traditionnelles de dépollution	10
I.2.1.1 Filtrage passif	10
I.2.1.1.1 Filtres passifs résonants	10
I.2.1.1.2 Filtres passifs amortis	10
I.2.2 Solutions modernes de dépollution	11
I.2.2.1 Filtrage Actif.....	11
I.2.2.1.1 Filtre actif de puissance parallèle	11
I.2.2.1.2 Filtre actif de puissance série	12
I.2.2.1.3 Filtre UPQC.....	13
I.2.3 Filtre hybride	13

I.2.4	Avantage et Inconvénients des différents filtrages	14
	Conclusion.....	15

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un filtre actif parallèle à deux niveaux.

	Introduction	16
II.1	Rôle du filtre actif	16
II.2	Principe de filtrage actif parallèle	16
II.3	Structure générale d'un filtre actif parallèle	18
II.4	Etude de La partie puissance	19
II.4.1	Modalisation de l'onduleur de tension.....	19
II.4.1.1	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	19
II.4.1.2	Tension générées par l'onduleur.....	19
II.4.2	Filtre de sortie	21
II.5	Etude de la partie commande	21
II.5.2.1	Identifications dans le domaine fréquentiel	22
II.5.2.2	Identifications dans le domaine temporel.....	22
II.5.2.3	Méthode des puissances active et réactive instantanées pq.....	23
II.5.3	Commande de l'onduleur	25
II.5.3.1	Commande des courants par hystérésis.....	26
II.5.3.2	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	26
II.5.3.2.1	Principe de MLI sinus-triangle.....	27
II.6	Résulta de la simulation et interprétation.....	28
	Conclusion.....	32

Chapitre III : Modélisation et simulation d'un filtre actif parallèle à trois niveaux.

	Introduction.....	33
III.1	Intérêt des onduleurs multiniveaux.....	33
III.2	Différent topologies des d'onduleurs multiniveaux.....	33
III.2.1	Onduleurs multi niveaux NPC (Neutral Point Clamped).....	33
III.2.2	Onduleurs condensateur flottant.....	34
III.2.3	Onduleurs en cascade.....	35
III.3	Onduleur à trois niveaux de type NPC.....	36
III.3.1	Structure.....	36

III.3.2	Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.....	37
III.3.2.1	Fonctions de connexion.....	37
III.3.2.1.1	Relation entre les fonctions de connexion.....	38
III.3.2.1.2	Relation entre les fonctions des demi-bras.....	38
III.3.2.1.3	Potentiels Vio	39
III.3.2.1.4	Tensions de sortie.....	39
III.3.2.1.5	Tensions composées.....	39
III.3.2.1.6	Tensions simples.....	40
III.3.3	Différentes technique de la commande MLI.....	40
III.3.3.1	Modulation vectorielle	40
III.3.3.2	Modulation sinusoïdale à doubles portuses.....	41
III.4	Résultat de Simulation de l'onduleur à trois niveaux.....	41
III.5	Résultat Simulation de FAP à trios niveaux	43
	Conclusion	48
	Conclusion général	49

***Introduction
générale***

Introduction générale

La large utilisation des convertisseurs statiques dans les systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne des problèmes liés aux distorsions harmoniques dans les réseaux électriques [1]. La circulation des harmoniques dans le réseau cause une dégradation de l'onde de tension et augmente les pertes de puissance, sans oublier les perturbations au fonctionnement normal de certains équipements.

Afin de remédier à ce problème, il existe deux solutions qui consistent soit à utiliser les convertisseurs statiques moins ou peu polluants, soit à utiliser une structure compensant les harmoniques produits par ces charges tel que l'utilisation des filtres. Dans la littérature, on peut distinguer deux grandes catégories de filtre, les filtres actifs de puissance et les filtres passifs. Ces derniers sont les plus utilisés mais présentent plusieurs inconvénients. Par contre, les filtres actifs de puissance sont de plus en plus utilisés à cause de l'évolution des semi-conducteurs qui fonctionnent dans les très hautes fréquences et qui sont commandables à la fermeture et à l'ouverture permettant ainsi d'avoir un meilleur filtrage. Ces filtres actifs de puissance sont basés sur des onduleurs de tension ou de courant. Ils génèrent soit des courants ou des tensions harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec les harmoniques produits par la charge non linéaire. [1]

L'objectif de notre travail est de modéliser un filtre actif parallèle à base de l'onduleur à deux niveaux, tout en réduisant le taux de distorsion harmonique, puis de généraliser cette modélisation à un filtre actif parallèle à trois niveaux à base d'un onduleur de tension de type NPC, commandé par la technique MLI sinus triangle. Dans le but d'améliorer le taux de distorsion totale du courant de source et rendre la forme des courants plus proche de la sinusoïde.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres comme suite :

Dans le premier, on présentera 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 sera consacré au principe du filtrage actif parallèle, nous établissons une méthode d'identification des courants harmoniques basée sur l'utilisation des puissances actives et réactives instantanées et les différentes stratégies de commande de

l'onduleur à deux niveaux (MLI-ST). La validation de la méthode proposée sera effectuée par simulation sous le logiciel Matlab /Simulink et interpréter les résultats.

Le dernier chapitre, traitera en première partie les différents topologies des onduleurs multiniveaux avec leurs principes de fonctionnement et en deuxième partie, nous allons étudier l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC et qui sera appliqué au filtre actif parallèle. A la fin des résultats de simulation seront présentés, comparés et interprétés.

En fin on termine par une conclusion générale résume les principaux résultats et synthèses auxquels nous avons abouti.

Chapitre I

Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations.

Dans ce chapitre nous allons tout d'abord voir les perturbations qui peuvent apparaître dans le réseau électrique et qui affectent les courants et les tensions comme les déséquilibres, les creux de tension et les différentes charges. Ensuite, nous allons étudier un rappel sur les harmoniques, ainsi nous détaillerons les sources, les effets harmoniques.

A cet effet, nous allons montrer les solutions de dépollution traditionnelle et modernes existant pour compenser ces harmoniques.

I.1 Types et origine des perturbations

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence (habituellement 50 Hz en Europe ou 60 Hz aux États Unis). Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont :

- La fréquence.
- L'amplitude des tensions.
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.
- La symétrie du système triphasé (égalité des amplitudes et des déphasages entre les phases).

Toute perturbation électrique se manifestant dans les tensions, les courants ou la fréquence et susceptible de causer une défaillance ou du dysfonctionnement des équipements électriques, est classifiée comme un problème de la qualité de l'onde. Toute fois, les problèmes les plus souvent rencontrés sont :

- Creux de tensions.
- Déséquilibre de tension.
- La charge.
- Perturbations harmoniques.

I.1.1 Creux de tension

Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10% et 90% de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes comme le montre la figure (I.1) [2]. Les creux de tension sont produits par des courts-circuits survenant dans le réseau général. Ils sont aussi dus aux démarrages des grosses charges électriques comme les moteurs, les ascenseurs, l'éclairage, le chauffage. Ce phénomène provoque un mauvais fonctionnement des dispositifs de protection et des pannes intempestives. [3]

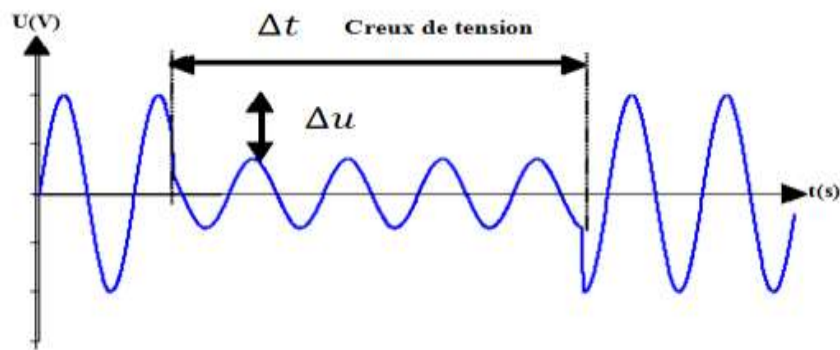


Figure I.1: Creux de tension.

I.1.2 Déséquilibre de tension

Un système d'alimentation triphasé est dit équilibré lorsque les tensions et les courants triphasés ont la même amplitude et sont déphasés de 120° l'un par rapport à l'autre. C'est l'un de ces deux conditions n'est pas vérifié on dit que le système est un système déséquilibré. [4] comme le montre la figure (I.2).

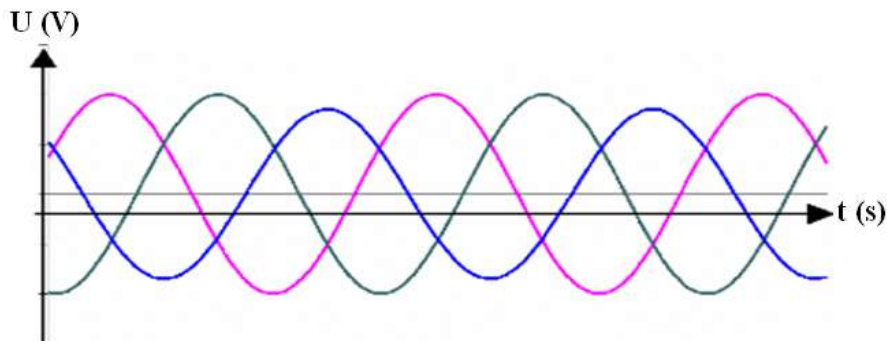


Figure I.2: Déséquilibre de tension.

I.1.3 Charge

On appelle charge un équipement ou une installation connectée au réseau électrique et consommant de l'énergie à 50 Hz, il existe deux types de charge.

I.1.3.1 Charge linéaire

Une charge linéaire absorbe un courant sinusoïdal lorsqu'elle est soumise à une tension sinusoïdale. Une résistance, une inductance sans fer, un condensateur, une machine électromagnétique non saturée, une lampe à incandescence sont autant d'exemples de charges linéaires.

I.1.3.2 Charge non linéaire

Une charge non linéaire absorbe un courant non sinusoïdal lorsqu'elle est soumise à une tension sinusoïdale. On peut citer, à titre d'exemples de charges non linéaires, des machines électromagnétiques saturées, des dispositifs d'électronique de puissance comprenant les convertisseurs statiques, lampes à décharge, le matériel informatique, les téléviseurs et appareils électroménagers en grands nombres,... etc. [5]

I.1.4 Perturbations harmoniques

I.1.4.1 Harmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entières de celle du fondamental, La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électriques est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipement de l'électronique de puissance à base de thyristors et de transistors. [6]

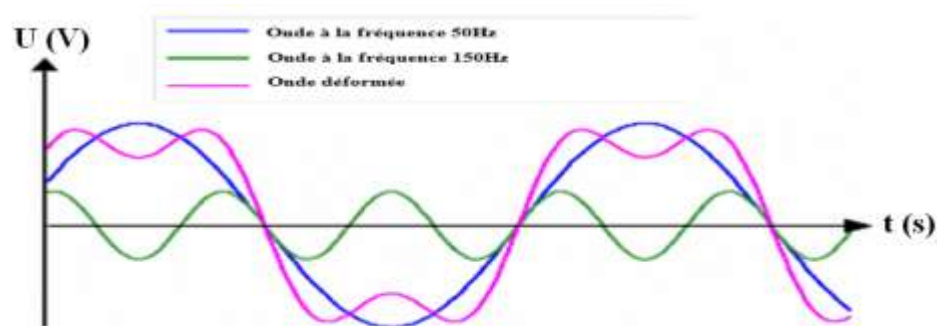


Figure I.3: Perturbations harmoniques.

Le signal de la figure (I.3) peut représenter un courant ou une tension. Il est périodique, de période T, donc de fréquence $F = 1/T$ et de pulsation $\omega = 2\pi F$. Ce signal $S(t)$ se décompose en série de Fourier:

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)] \quad (\text{I. 1})$$

a_0, a_n, b_n sont les coefficients de fourier

$$\text{avec } a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt \quad (\text{I. 2})$$

$$\text{et pour } h \geq 1 \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos(\omega_n t) dt \quad (\text{I. 3})$$

$$\text{et } b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin(\omega_n t) dt \quad (\text{I.4})$$

I.1.4.2 Caractérisation des perturbations harmoniques

I.1.4.2.1 Spectre harmonique

Un signal déformé se compose généralement de plusieurs harmoniques. On représente souvent ce signal sous forme d'un spectre dans la figure (I.4), ce spectre C'est l'histogramme donnant l'amplitude de chaque harmonique en fonction du rang.

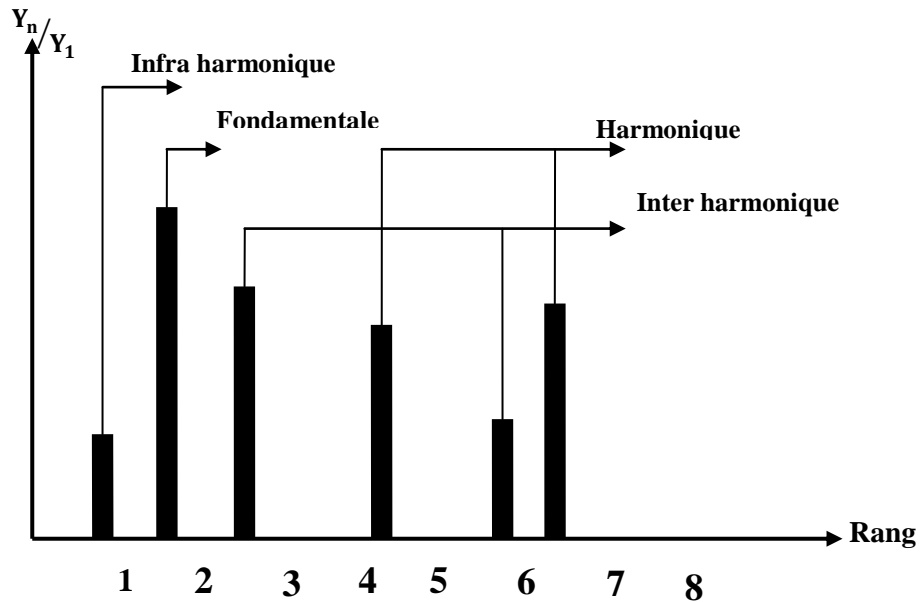


Figure I.4: Spectre harmonique.

Inters harmoniques: ce sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur qui ne sont pas des fréquences multiples entières de celle du fondamental.

Infra harmoniques: ce sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental.

I.1.4.2.2 Rang de l'harmonique h

On définit le rang harmonique comme le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental 50 Hz.

$$\text{Rang } h \text{ est défini par : } h = \frac{x_h}{x_1} \quad (\text{I. 5})$$

x_h : La composante harmonique de rang h.

x_1 : La composante fondamentale. [7]

Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair :

Les harmoniques de rang pair (2, 4, 6, 8...), très souvent négligeables en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique.

Les outils de calcul permettant la détection de la présence des harmoniques sont le calcul du taux de distorsion harmonique THD et aussi le calcul du facteur de puissance F_p .

I.1.4.2.3 Taux de Distorsions Harmoniques (THD)

Les taux de Distorsions Harmoniques sont des indicateurs significatifs de la pollution d'un réseau.

$$\text{THD} = \frac{\text{valeur efficace des harmoniques}}{\text{valeur efficace du fondamental}} \quad (\text{I. 6})$$

$$\text{THD}_V \text{ en tension : } \quad \text{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_{n>2} V_n^2}}{V_1} \quad (\text{I. 7})$$

$$\text{THD}_I \text{ en courant : } \quad \text{THD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{n>2} I_n^2}}{I_1} \quad (\text{I. 8})$$

Lorsque le THD est égale a zéro, on peut conclure qu'il n'ya pas d'harmoniques sur le réseau.

I.1.4.2.4 Facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S.

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (\text{I. 9})$$

$$P = V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (\text{I. 10})$$

$$Q = V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \quad (\text{I. 11})$$

Avec :

V: Valeur efficace de la tension du réseau électrique.

φ_1 : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

Q: représente la puissance réactive.

La puissance apparente S de la charge définit par :

$$S = V \cdot I \quad (\text{I. 12})$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P, réactive Q et déformante D.

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (\text{I. 13})$$

En présence des harmoniques, la puissance déformante (D) donnée par la relation.

$$D = 3 * V \sqrt{\sum_{n=2}^{50} I_n^2} \quad (\text{I.14})$$

Par définition le facteur de puissance vaut :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} \quad (\text{I. 15})$$

Remarque :

$$\text{Dans un milieu permanent sinusoïdal } F_p = \cos \varphi \quad (\text{I. 16})$$

Dans un milieu harmonique $F_p < \cos \varphi$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

On constate que la puissance déformante et la puissance réactive contribuent à la dégradation du facteur de puissance.

I.1.4.3 Effets des harmoniques

Les effets des harmoniques les plus connus et les plus spectaculaires sont la destruction des condensateurs ou des disjoncteurs sous l'effet des forts courants harmoniques amplifiés par des résonances. Un autre phénomène, de plus en plus rencontré, est l'échauffement des transformateurs et des conducteurs de neutre sous l'effet des courants harmoniques de rang 3 on distingue deux type d'effets. [5]

I.1.4.3.1 Effets instantanés

Ce sont les effets immédiats sur le fonctionnement d'un matériel comme. Par exemple, dans les appareils qui produisant une image électronique (écrans d'ordinateurs, téléviseurs), les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (chaîne HI-FI, téléphone) ou la précision des appareils de mesure. [5]

I.1.4.3.2 Effets différés

Les effets différés sont souvent liés à un sur échauffement plus au moins important. Ces effets sont dus essentiellement à deux phénomènes, l'échauffement des conducteurs ou des composantes traversés par des courants harmoniques et le vieillissement des isolants, on peut distinguer trois classes :

Les effets à court terme (jusqu'à quelque secondes).

Les effets à moyen terme (de quelque secondes à quelques heures).

Les effets à long terme (de quelque heures à quelques années). [5]

I.2 Solutions de dépollution du réseau électrique

Il existe deux solutions principales de dépollutions électriques pour réduire les perturbations la solution de dépollution traditionnelle qui consiste à utiliser les convertisseurs statiques peu ou moins polluant et les solutions de dépollution moderne qui utilise le filtrage pour compenser les harmoniques. [4]

I.2.1 Solutions traditionnelles de dépollution

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Qui est la méthode la moins coûteuse et la plus utilisée. Elles apportent une solution plus facile et rapide pour certains cas de perturbation bien localisée. Elles utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. [4]

I.2.1.1 Filtrage passif

Cette solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distinguera deux types de filtres assurant la limitation des tensions harmoniques.

I.2.1.1.1 Filtres passifs résonants

Qui sont constitués d'un circuit LC série avec résistance utilisée généralement pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7. Comme il est représenté sur la figure (I.5).

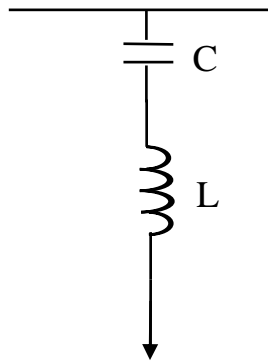


Figure I.5: Filtre passif résonant.

I.2.1.1.2 Filtres passifs amortis

Qui est constitué d'un circuit LC et une résistance R. la résistance est en parallèle avec l'inductance L, Ce filtre est généralement utilisé pour filtrer tous les harmoniques de rang supérieur à 11. Il est moins sensible à la variation de ces paramètres, néanmoins sa résistance d'amortissement influence sur la fréquence de résonance.

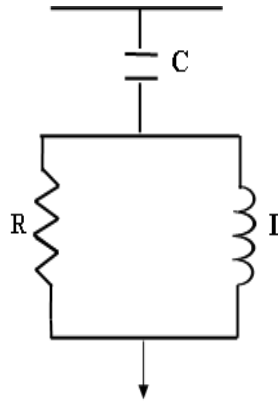


Figure I.6: Filtre passif amorti.

I.2.2 Solutions modernes de dépollution

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

I.2.2.1 Filtrage Actif

Les filtres actifs sont constitués de convertisseurs statiques à base des semi-conducteurs de puissance commandés par un système de contrôle approprié. Ils peuvent être une source de courant ou de tension qui compensent en temps réel les harmoniques en injectant au niveau du point de raccordement un courant ou une tension en opposition de phase par rapport aux perturbations harmoniques existantes, afin que le courant/tension de ligne reste purement sinusoïdal et égale au fondamental du courant de charge. [8]

I.2.2.1.1 Filtre actif de puissance parallèle

Le filtre actif de puissance parallèle est connecté en parallèle sur le réseau électrique entre la source de tension et la charge non-linéaire. Il injecte dans le réseau le courant nécessaire afin de compenser les harmoniques de la charge polluante. Il est souvent commandé comme générateur de courant réglable. Ainsi, l'objectif du filtre actif parallèle est conçu pour compenser toutes les

perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive engendrés par la charge non linéaire, tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. [9]

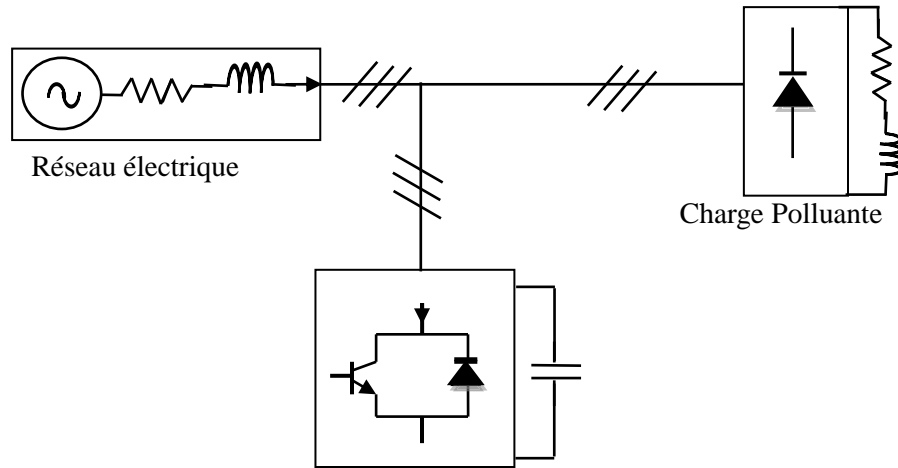


Figure I.7: Filtre actif de puissance parallèle.

I.2.2.1.2 Filtre actif de puissance série

Qui sont considérer comme une source de tension branchée en série avec le réseau électrique. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire [10]

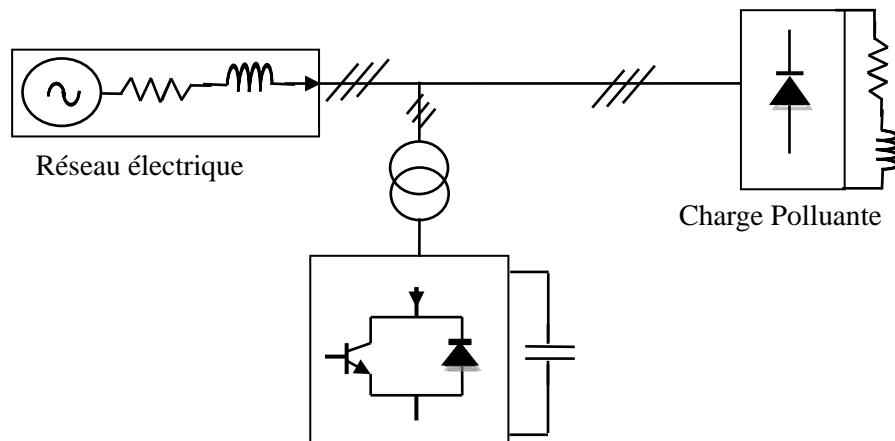


Figure I.8: Filtre actif de puissance série.

I.2.2.1.3 Filtre UPQC

Association de deux filtres actifs parallèle et série, également appelée « Unified Power Quality Conditioner » (UPQC). Cette structure bénéficie des avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale. [11]

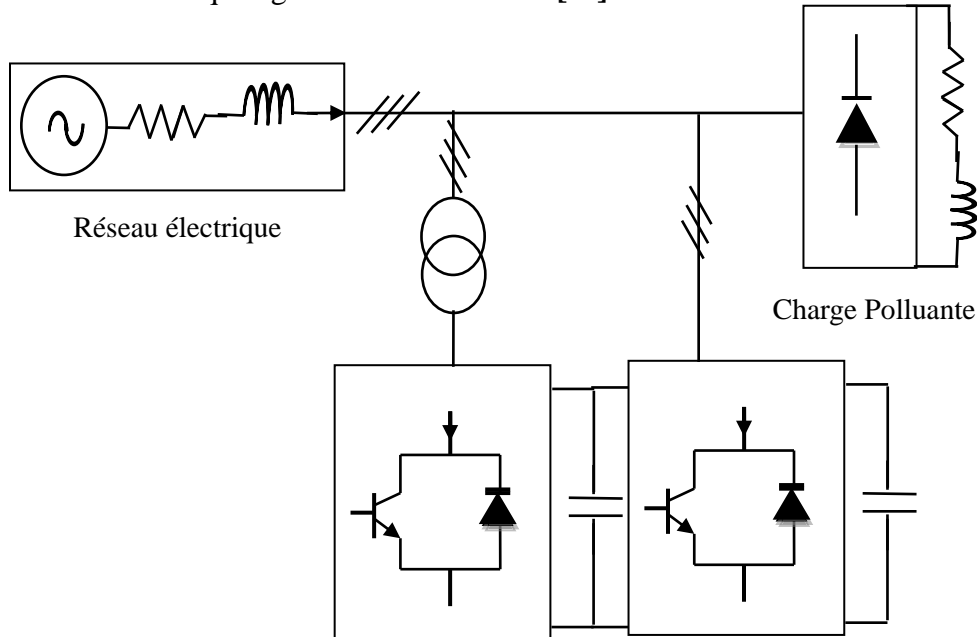


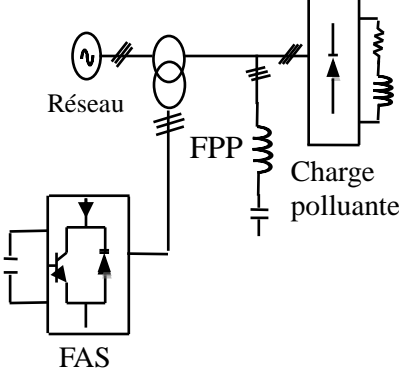
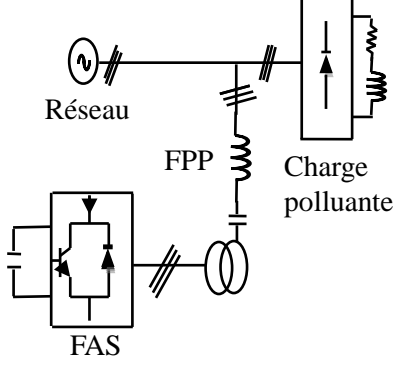
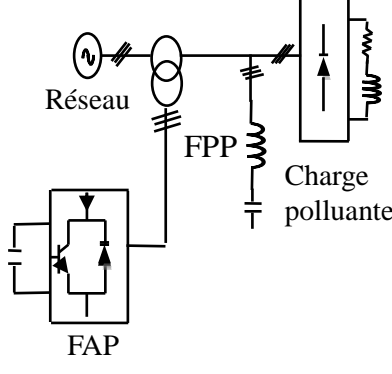
Figure I.9: Filtre UPQC.

I.2.3 Filtre hybride

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance. De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur, il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs. [12]

Ce filtre a plusieurs configurations comme le montre le tableau suivant :

Tableau I.1: Différentes configurations du filtre hybride.

<p>Filtre actif série avec des filtres passifs parallèle.</p>	<p>Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèle.</p>	<p>Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.</p>
		
<p>Il empêche les courants harmoniques de circuler vers le Réseau et les oblige à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences.</p>	<p>Il a le même principe que la combinaison d'avant avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du FAS car le courant qui le travers est plus faible. De plus, le FAS est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge.</p>	<p>Il a le rôle de compenser des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les courants harmoniques hautes y compris ceux créés par le filtre actif parallèle.</p>

I.2.4 Avantage et Inconvénients des différents filtrages

Le tableau (I.2) montre un récapitulatif des avantages et inconvénients du filtrage passif, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et du filtrage actif parallèle-série. [11]

Tableau I.2: Avantages et inconvénients des différents filtrages.

Principes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	amélioration de la forme du courant	risque de résonance, pas d'adaptabilité
Filtrage actif série FAS	amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	pas d'amélioration de la forme du courant
Filtrage actif parallèle FAP	amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
Combinaison parallèle – série actifs UPQC	amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau.	réalisation difficile

Conclusion

Lorsque, la forme de la tension rencontre des perturbations, ces derniers ont des effets néfastes sur tous les équipements électriques, qui peuvent aller à des échauffements et à la dégradation du fonctionnement. Les harmoniques occupent une grande partie des ces effets et leurs conséquences sont indésirables sur les différents éléments connectés aux réseaux. Les convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires, absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive. Pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées.

Le prochain chapitre aborde les systèmes de dépollution des réseaux électriques par filtrage actif parallèle à deux niveaux.

Chapitre II

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons rappelés les différentes origines des perturbations affectant sur les réseaux électrique basse tension et les solutions de dépollution existantes, notamment le filtre actif parallèle.

Ce chapitre comporte trois parties, la première partie décrit la structure générale du filtre actif parallèle à deux niveaux de type tension. La deuxième partie consiste à étudier les méthodes d'identifications des courants harmoniques de référence et la dernière partie les différentes techniques de contrôle du filtre actif parallèle.

Pour conclure ce chapitre, les résultats de simulation que nous avons obtenus dans matlab /simulink seront présentés et commentés.

II.1 Rôle du filtre actif

Dans le cas idéal le rôle du filtre actif consiste à éliminer tous les harmoniques produits par la charge non linéaire en fournissant à tout instant des harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase à ceux produits par la charge, et ceci afin que le courant dans la ligne reste purement sinusoïdal et égal au fondamental du courant de charge.

En pratique, on ne peut pas obtenir un courant de ligne purement sinusoïdal comme dans le cas idéal mais le but est d'avoir un courant qui sera le plus proche possible de la sinusoïde. [11]

II.2 Principe de filtrage actif parallèle

Le schéma de principe du filtre actif parallèle est représenté sur la figure (II.1), il doit fournir la puissance déformante et la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance active.

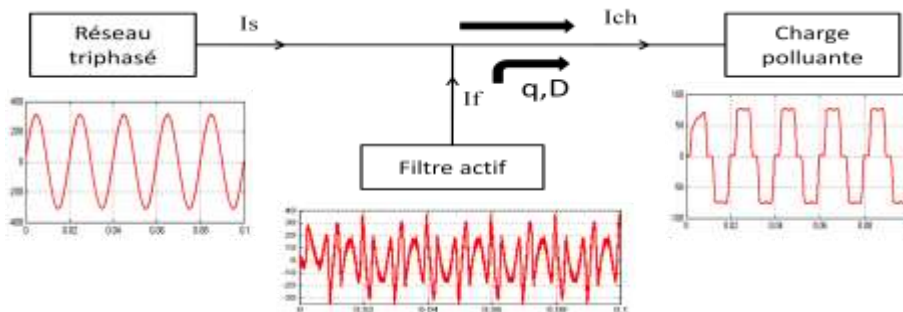


Figure II.1: Schéma de principe du filtre actif parallèle.

Pour cela, le circuit de contrôle, en agissant sur la commande MLI, doit imposer la valeur instantanée du courant débité par l'onduleur de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active (i_a), une composante réactive (i_{chr}) et une composante harmonique ($\sum_{n=1}^{\infty} i_{hn}$). [13]

$$i_{ch} = i_a + i_{chr} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{hn} \quad (\text{II.1})$$

Le compensateur actif ne peut absorber ou fournir de la puissance active puisqu'il ne comporte pas de source active.

D'après la première loi de Kirchhoff, le courant fourni par la source est égale à :

$$i_s = i_{ch} - i_f \quad (\text{II.2})$$

La source fournit la puissance active absorbée par la charge :

$$i_s = i_a \quad (\text{II.3})$$

Le filtre actif parallèle fournit la puissance réactive et déformante :

$$i_f = i_{chr} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{hn} \quad (\text{II.4})$$

Pour illustrer le principe de filtrage actif, considérons l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif (figure II.2). La charge polluante est constituée d'un pont triphasé à diodes débitant sur un circuit RL.

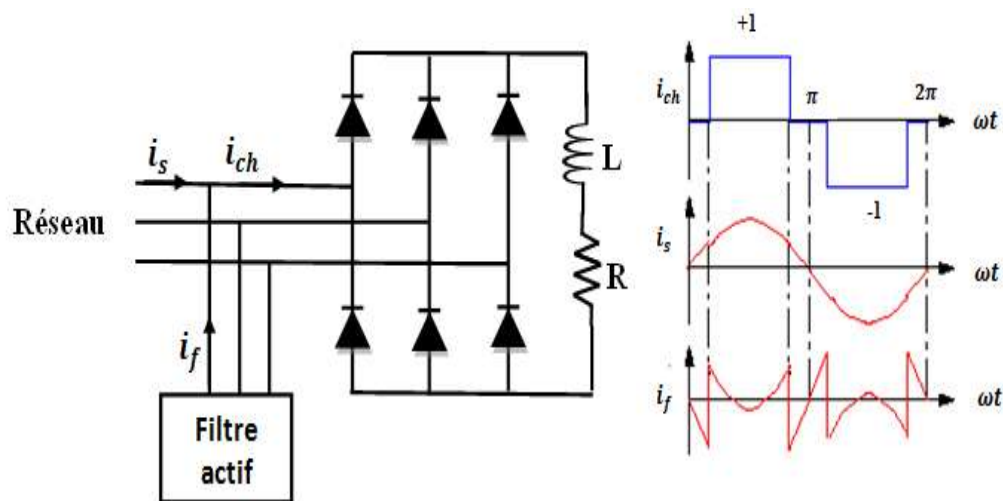


Figure II.2: Schéma de principe de l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif et formes d'ondes des courants respectifs.

Alors que le courant absorbé par la charge polluante est non sinusoïdal, le filtre actif injecte un courant de telle manière que le courant absorbé par la charge doit être sinusoïdal.

II.1 Structure générale d'un filtre actif parallèle

On peut diviser un filtre actif parallèle en deux grandes parties comme le montre la figure (II.3).

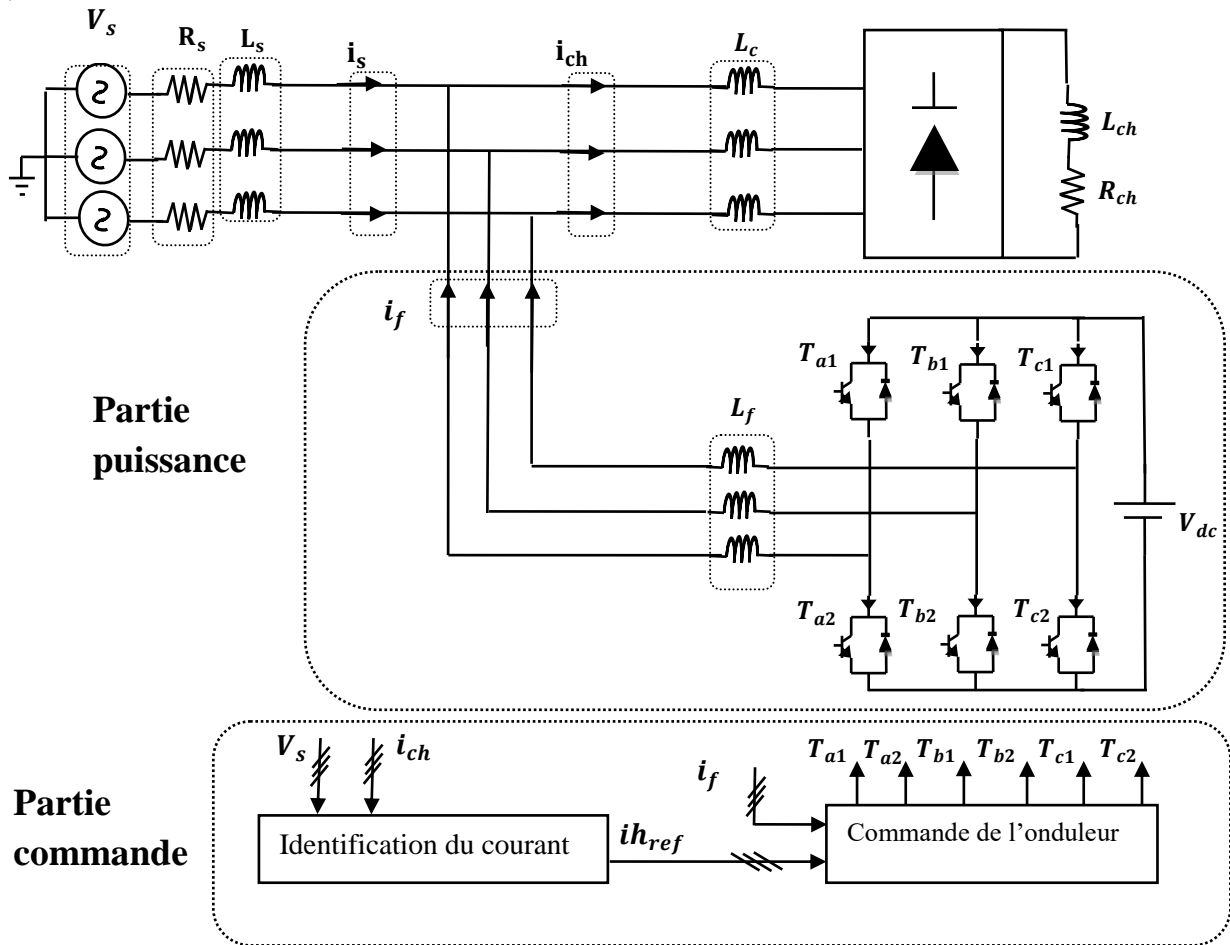


Figure II.3: Structure générale d'un filtre actif parallèle à deux niveaux.

La partie puissance qui est constituée :

- D'un onduleur de tension.
- D'un filtre de sortie.

La partie commande qui est constituée:

- D'un circuit d'identification des courants perturbés.
- D'un système de commande de l'onduleur de tension.

II.2 Etude de La partie puissance

II.2.1 Modalisation de l'onduleur de tension

II.2.1.1 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

On appelle onduleur de tension, un onduleur alimenté par une source de tension continue c'est à dire par une source d'impédance interne négligeable sa tension V_{dc} n'est pas affectée par la variation du courant i qui le traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

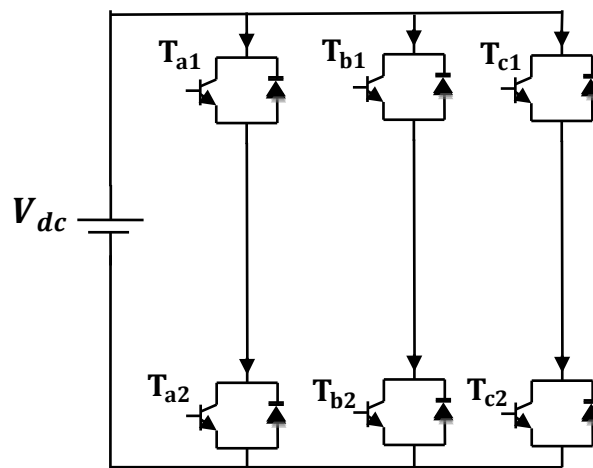


Figure II.4: Onduleur de tension.

On peut obtenir la tension triphasée en groupant trois demis ponts monophasés, Les trois bras de l'onduleur sont formés par six interrupteurs bidirectionnels en courant, qui sont des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, IGBT ou IGCT) comportant une diode en antiparallèle. Cet onduleur est connecté au réseau électrique par un filtre dit de découplage. [14]

II.2.1.2 Tension générées par l'onduleur

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions V_{dc} et 0, en fonction des états des interrupteurs. En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire, la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure (II.4) dépendent de l'état des trois signaux de commande.

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($K = a, b, c ; i = 1, 2$), on définit une fonction de commutation S_{ki} :

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{Si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$S_{k2} = 1 - S_{k1} \quad (\text{II.6})$$

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue « 0 » peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.7})$$

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ao} & -V_{bo} \\ V_{bo} & -V_{co} \\ V_{co} & -V_{ao} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} & -S_{b1} \\ S_{b1} & -S_{c1} \\ S_{c1} & -S_{a1} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.8})$$

Ainsi, on peut facilement exprimer les tensions simple V_k ($k = a, b, c$) en fonction des fonctions de commutation S_{k1} comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{ab} & -V_{ba} \\ V_{bc} & -V_{cb} \\ V_{ca} & -V_{ac} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{a1} & -S_{b1} & -S_{c1} \\ -S_{a1} & +2S_{b1} & -S_{c1} \\ -S_{a1} & -S_{b1} & +2S_{c1} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.9})$$

Puisque les variables S_{c1} , S_{b1} et S_{a1} prennent chacune deux valeurs, il en résulte huit combinaisons de commande, qui sont présentées dans le Tableau (II.1)

Tableau II.1: Tensions à la sortie de l'onduleur.

Cas	S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	V_a	V_b	V_c
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2(V_{dc}/3)$	$-(V_{dc}/3)$	$-(V_{dc}/3)$
2	0	1	0	$-(V_{dc}/3)$	$2(V_{dc}/3)$	$-(V_{dc}/3)$
3	1	1	0	$(V_{dc}/3)$	$(V_{dc}/3)$	$-2(V_{dc}/3)$
4	0	0	1	$-(V_{dc}/3)$	$-(V_{dc}/3)$	$2(V_{dc}/3)$
5	1	0	1	$(V_{dc}/3)$	$-2(V_{dc}/3)$	$(V_{dc}/3)$
6	0	1	1	$-2(V_{dc}/3)$	$(V_{dc}/3)$	$(V_{dc}/3)$
7	1	1	1	0	0	0

II.4.2 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f généralement négligeable, utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, il est dimensionné de manière à satisfaire les deux critères suivants :

- assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.10})$$

Avec : i_{ch} le courant absorbé par la charge et i_f le courant du filtre actif.

- empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique. [11]

II.3 Etude de la partie commande

II.3.1 Stratégie de commande du filtre actif parallèle

Afin de commander le filtre actif parallèle, nous devons d'abord identifier les courants harmoniques de la charge polluante, qui servent en effet comme références du filtre actif parallèle. Donc, la stratégie de commande du FAP se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs peuvent être utilisées.

- Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.
- Identification à partir de la détection du courant de la source.
- Identification à partir de la détection de la tension de la source. [15]

La première méthode est la plus utilisée pour le filtre actif parallèle pour compenser les courants perturbateurs causés par les charges polluantes. Cette méthode de détection sera employer dans cette étude.

II.3.2 Méthode d'identifications des courants harmoniques

L'estimation du signal de référence est initiée par la détection de signaux de tension / courant essentiels afin de recueillir les informations nécessaire pour les variables de système d'identification. Les variables de tension à détecter sont la tension de la source (v_s), la tension du

bus continu de l'onduleur (v_{dc}) et la tension de référence (v_{dcref}). Pour le courant les variables typiques de courant ils sont le courant de la charge (i_{ch}) et le courant injecté par l'onduleur (i_f).

Sur la base de ces variables de système, les signaux sont estimés dans le domaine fréquentiel ou temporel.

II.3.2.1 Identifications dans le domaine fréquentiel

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont basées sur l'analyse fréquentielle de la tension ou du courant non sinusoïdaux, pour en extraire les harmoniques de compensation.

L'utilisation de la transformation de Fourier, nous permet de séparer les composantes harmoniques des signaux pollués et combinées pour générer les commandes de compensation.

Les méthodes du domaine fréquentiel nécessitent une grande capacité de mémoire de calcul et les résultats prévus au cours de l'état transitoire peuvent être imprécises et parmi les méthodes d'identifications dans le domaine fréquentiel. [16]

- la transforme de fourrier discret (DFT).
- La transforme de fourrier rapide (FFT).
- La transforme de Fourier récursive (RDFT).

II.3.2.2 Identifications dans le domaine temporel

Le principe de la stratégie d'identification dans le domaine temporel est d'extraire par filtrage les harmoniques de tension ou de courant en temps réel, en séparant le fondamental des harmoniques.

Cette technique utilise des formules algébriques faciles à implémenter et réduit considérablement l'effort de calcul, s'ajoute à cela le fait qu'elle permet d'identifier tous les harmoniques d'autre part elles sont largement utilisées pour le calcul de courant de référence.

Les algorithmes principalement utilisés dans le domaine temporel sont :

- La théorie de puissance instantanée active-réactive (pq).
- La théorie de la référence synchrone (dq).
- La théorie des puissances instantanées dans le référentiel (pqr).

La première méthode est la plus utilisée pour le filtre actif parallèle pour compenser les courants perturbateurs causés par les charges polluantes. Cette méthode de détection sera employer dans cette étude.

II.3.2.3 Méthode des puissances active et réactive instantanées pq

Cette méthode d'identification des courants harmoniques a été introduite par H.AKAGI qui consiste à identifier la composante continue des puissances active et réactive instantanées. Elle exploite la transformation de Concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer ses puissances instantanées. La composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes oscillatoires.

Son principe est énoncé comme suit : on note respectivement les tensions simples de source par $v_{s1}(t), v_{s2}(t), v_{s3}(t)$ et les courants de ligne par $i_{c1}(t), i_{c2}(t), i_{c3}(t)$ d'un système triphasé équilibré :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La transformation de Concordia permet de ramener le système triphasé à un système diphasé dont les axes sont en quadrature, comme le montre les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les puissances instantanées réelle et imaginaire notées respectivement p et q, sont exprimés par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues triphasés, on trouve :

$$p = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} = v_{s1} i_{c1} + v_{s2} i_{c2} + v_{s3} i_{c3} \quad (\text{II.16})$$

$$q = v_{\beta} i_{\beta} - v_{\alpha} i_{\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{s1} - v_{s2}) i_{c3} + (v_{s2} - v_{s3}) i_{c1} + (v_{s3} - v_{s1}) i_{c2}] \quad (\text{II.17})$$

Les composantes des puissances réelle et imaginaire instantanées s'expriment comme la somme d'une composante continue et d'une composante oscillatoires:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} & + & \tilde{p} \\ \bar{q} & + & \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

\bar{p} , \bar{q} : les composantes continues de p et q.

\tilde{p} , \tilde{q} : les composantes oscillatoires de p et q.

L'étape qui suit nous allons utilisé un filtre passe bas dans le but d'éliminé les composantes continue pour avoir seulement les composantes alternatif relatives aux composantes harmoniques recherché. L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification .Des filtres de puissance du quatrième ou cinquième ordre ont été proposé .Dans notre étude ,nous avants choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier .En effet, un ordre plus élevé entrainerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable dans notre étude. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$FBP(p) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\varepsilon\omega_n p + \omega_n^2} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

P : operateur de Laplace égale à $j\omega t$.

ω_n : fréquence propre du filtre, sa valeur égale à : 314 rad/s.

ε : est le déplacement ou le coefficient d'amortissement, sa valeur égale a : 0.4.

De l'équation (II.15), nous pouvons déduire les composantes de courant correspondantes :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

En introduisant (II.17) dans (II.18), les courants dans les axes α - β deviennent :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Suivant la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. Le tableau suivant résume les modes de compensations possibles.

Tableau II.2: Modes de compensation de la commande des puissances instantanées.

	Compensation des harmoniques de courant	Compensation de l'énergie réactif	Compensation des harmoniques et l'énergie réactif
Paramètre de contrôle	$q_f = \tilde{q}$ $p_f = \tilde{p}$	$p_f = 0$ Et $q_f = \tilde{q}$	$p_f = \tilde{p}$ $q_f = \tilde{q}$

Si nous voulons par exemple compenser les harmoniques de courant, l'équation (II.21) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{\text{ref}} \\ i_{f\beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Les courants harmoniques triphasés i_{fk}^{ref} ($k = 1,2,3$) sont obtenus à partir des courants diphasés $i_{f\alpha}^{\text{ref}}$ et $i_{f\beta}^{\text{ref}}$ par la transformation inverse de Concordia soit :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{\text{ref}} \\ i_{f2}^{\text{ref}} \\ i_{f3}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{\text{ref}} \\ i_{f\beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

II.3.3 Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion MLI. [15]

II.3.3.1 Commande des courants par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis.

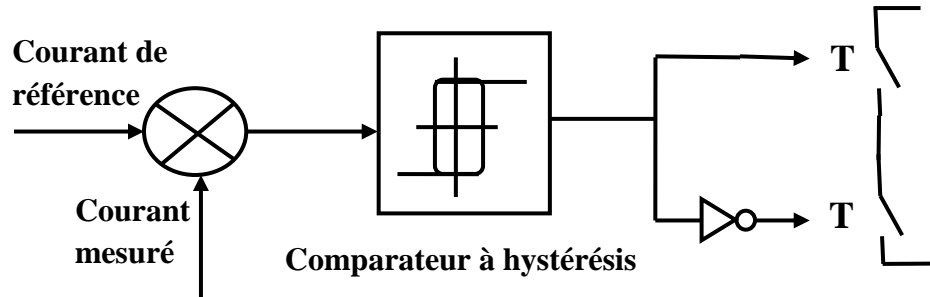


Figure II.5: Principe de commande par hystérésis.

Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande de manière à rester à l'intérieur de la bande est donné. La simplicité, comme le montre la figure (II.5), est le principal avantage de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, on ne peut pas maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations. Ce problème peut être résolu par une autre stratégie de commande qui peut être proposée à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande d'hystérésis. [15]

II.3.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Pour résoudre les problèmes précédents, nous introduisons une deuxième famille de commande de l'onduleur, c'est la technique de commande par MLI, qui permet de résoudre le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (II.6).

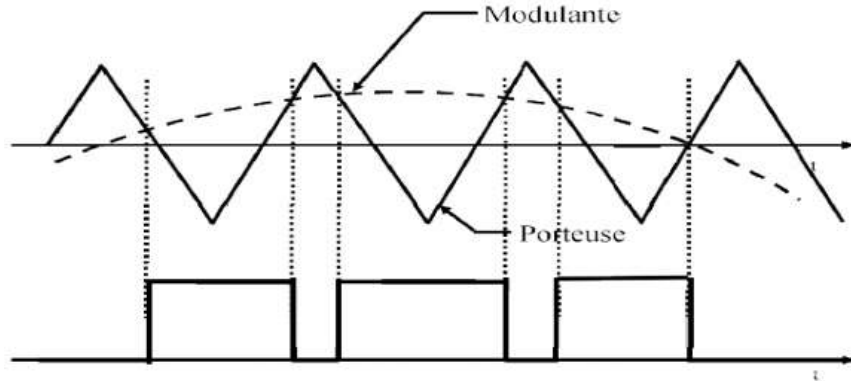


Figure II.6: Principe de commande des courants par MLI.

II.5.3.2.1 Principe de MLI sinus-triangle

Le signal de commande des interrupteurs est généré à partir de la comparaison du signal de référence sinusoïdal, de fréquence ($f_0 = \frac{1}{T_0}$) et du signal de modulation triangulaire ou la porteuse de fréquence ($f_d = \frac{1}{T_d}$).

Deux paramètres caractérisent la commande :

L'indice de modulation : $m = \frac{T_d}{T_0}$, avec $m \gg 1$.

Le coefficient de réglage : $r = \frac{V_{Rmax}}{V_{Pmax}}$. Généralement reste compris entre 0 et 1.

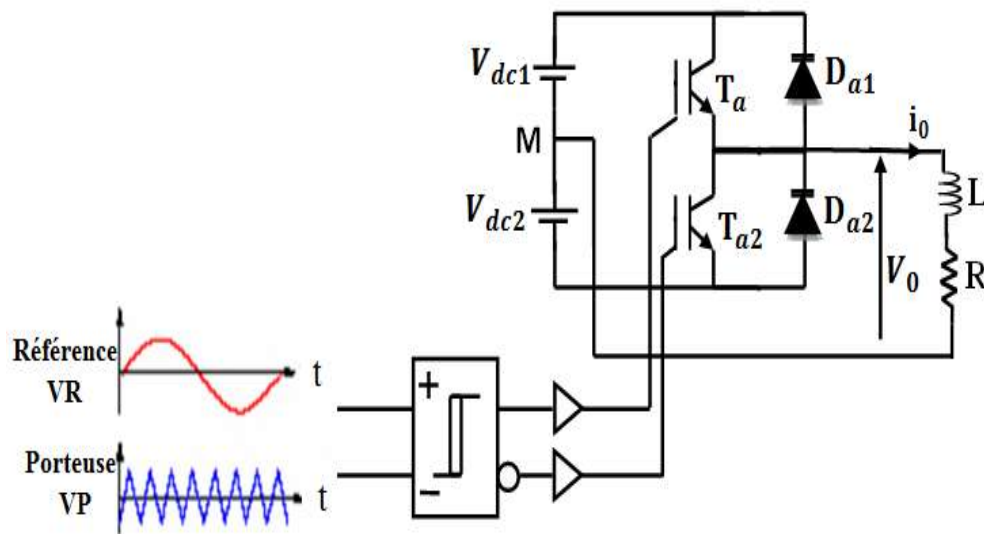


Figure II.7: Schéma de principe de l'onduleur monophasé commandé par MLI sinus-triangle.

II.6 Résultats de la simulation et interprétation

Modèle de simulation pour voir les paramètres de simulation allée à l'annexe (A)

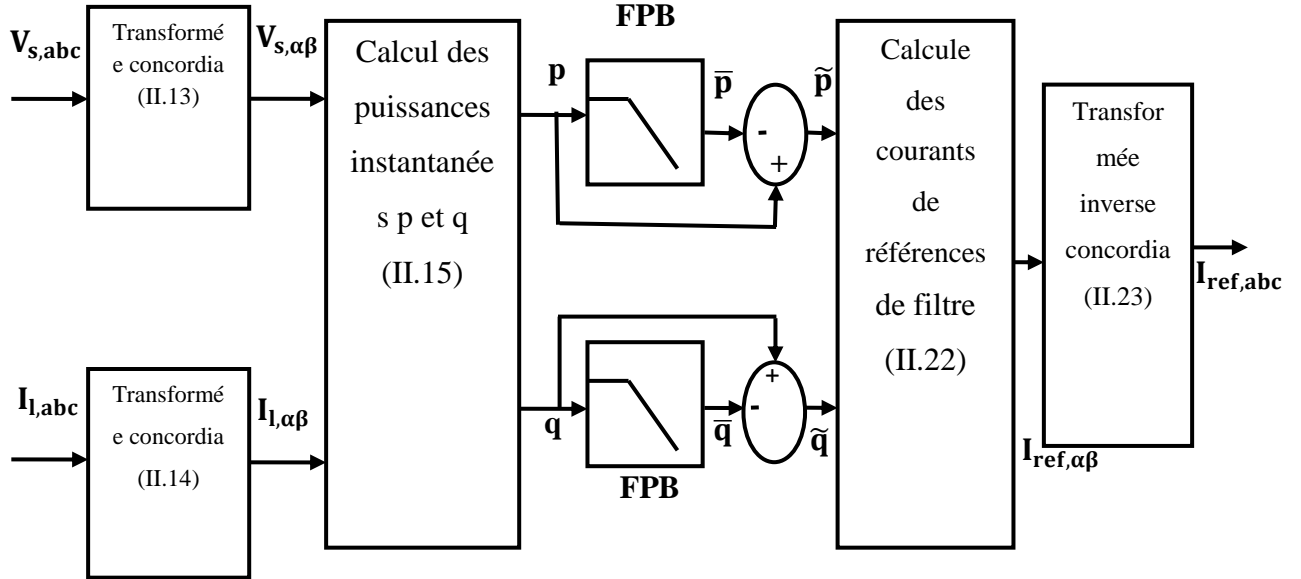


Figure II.8: Structure générale de modèle de simulation.

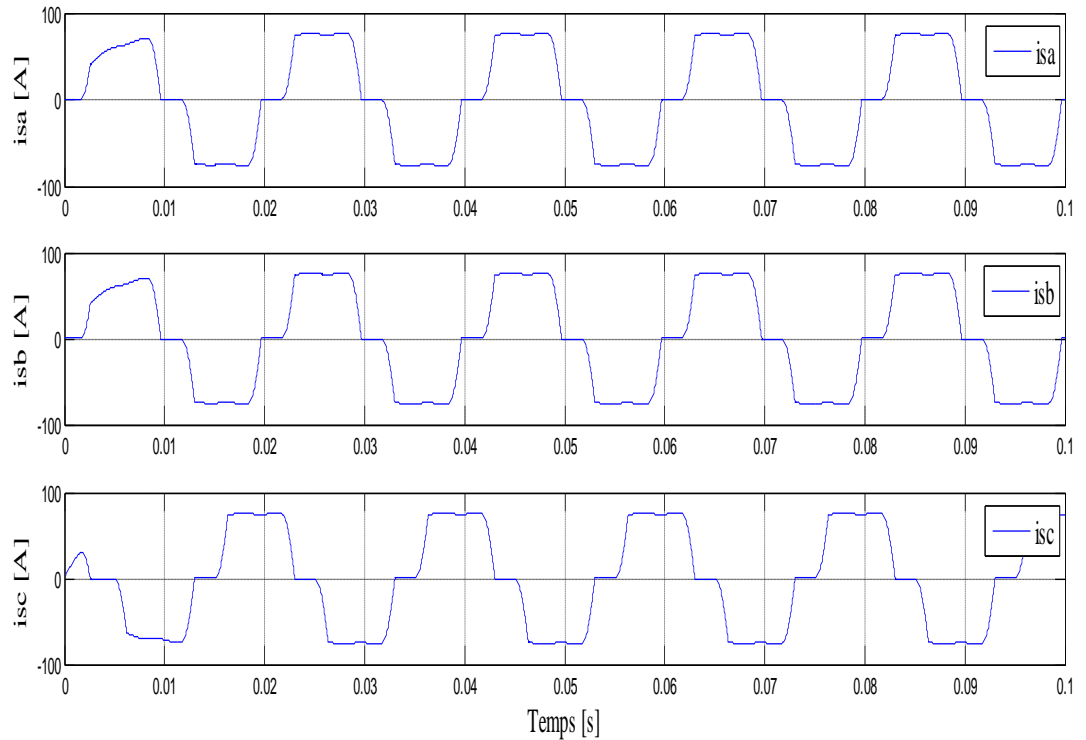


Figure II.9: Allures des courants de la source avant filtrage.

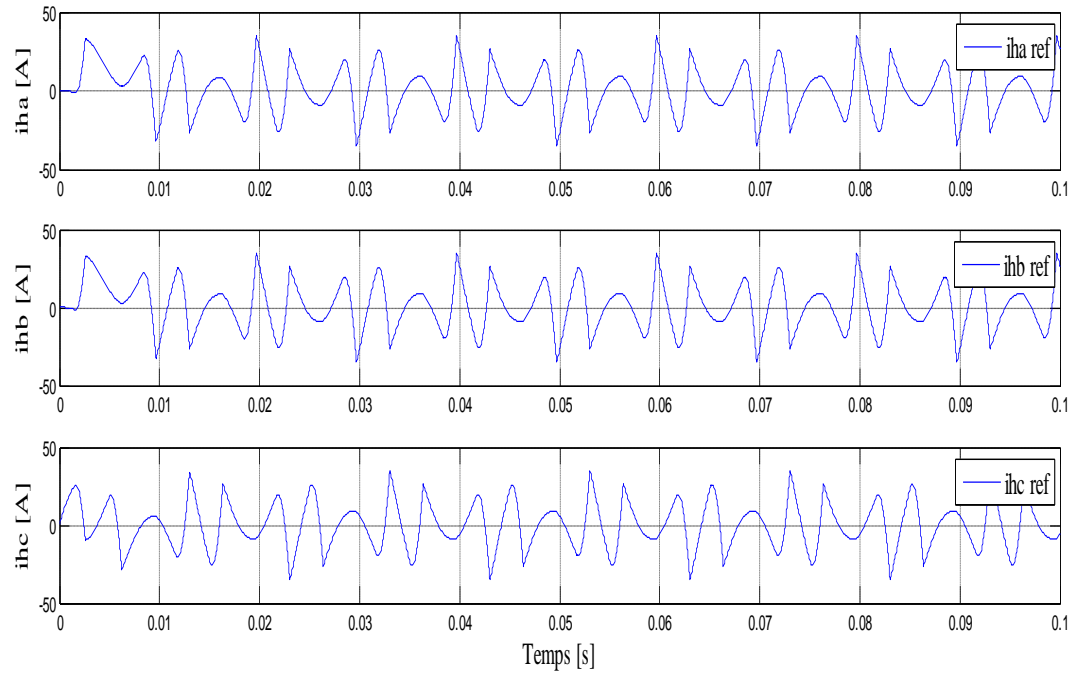


Figure II.10: Allures des courants de référence (identifiés).

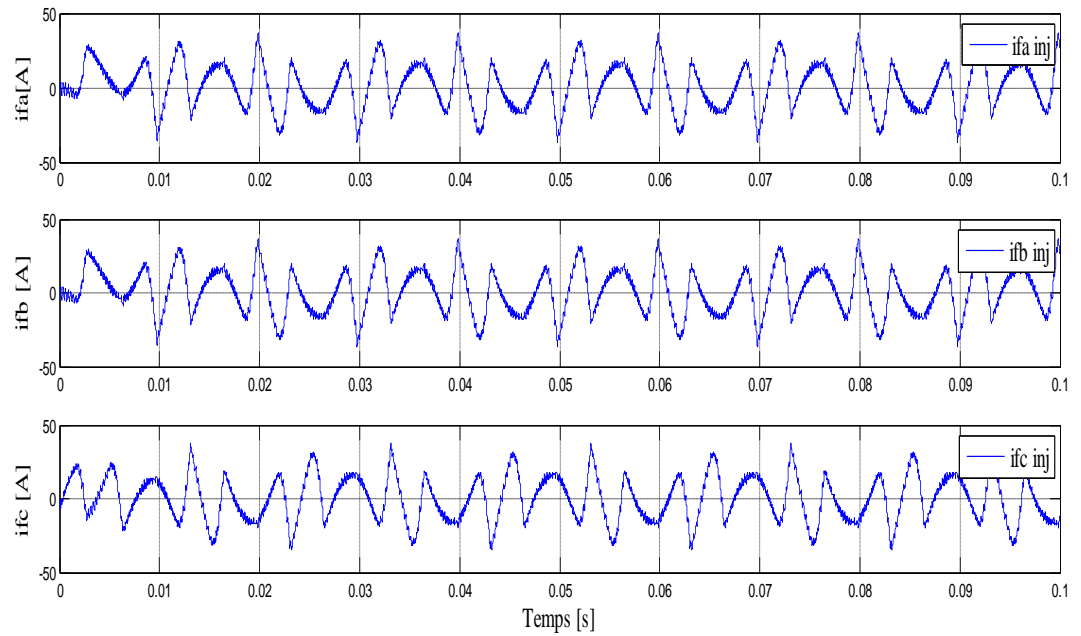


Figure II.11: Allures des courants injectés.

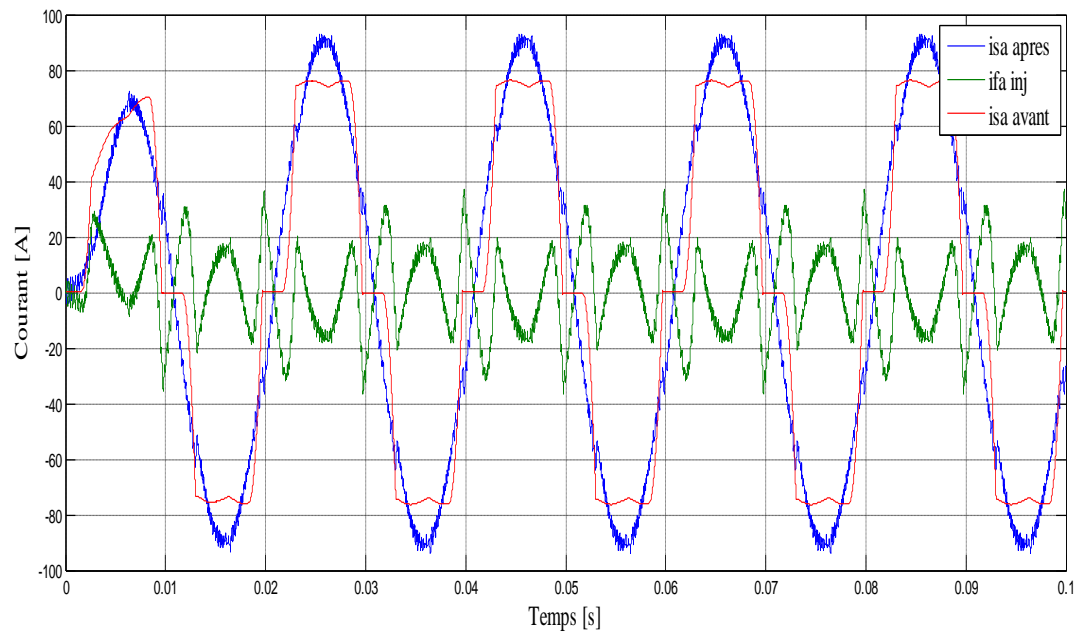


Figure II.12: allures du courant de la source avant et après filtrage et courant injecté.

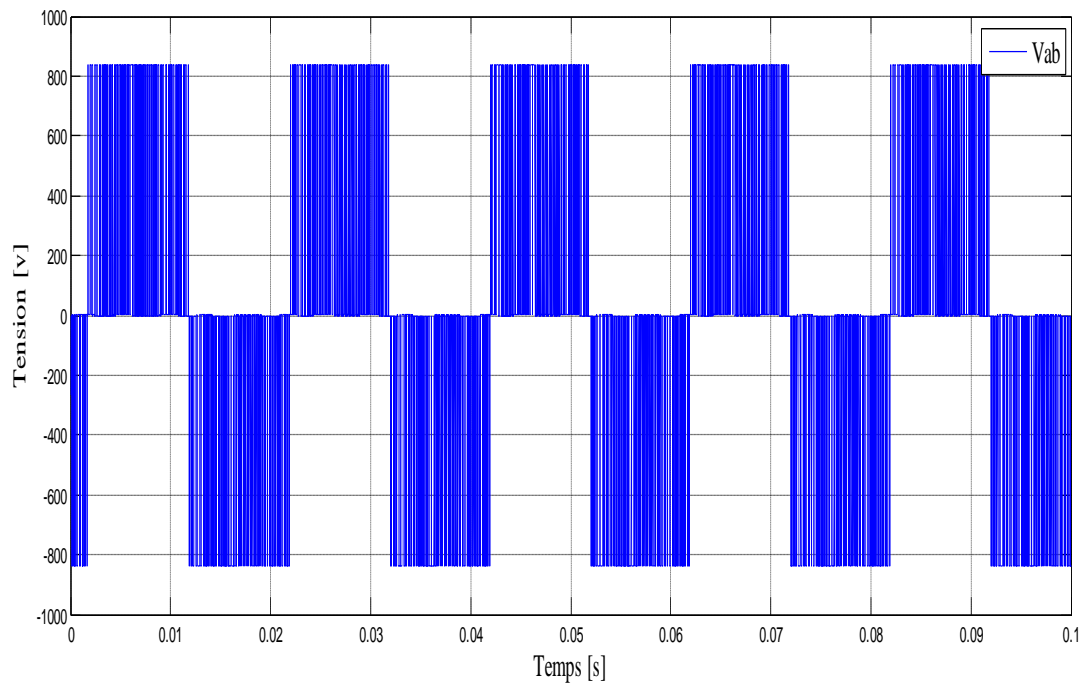


Figure II.13: Allures de la tension entre phase a et b.

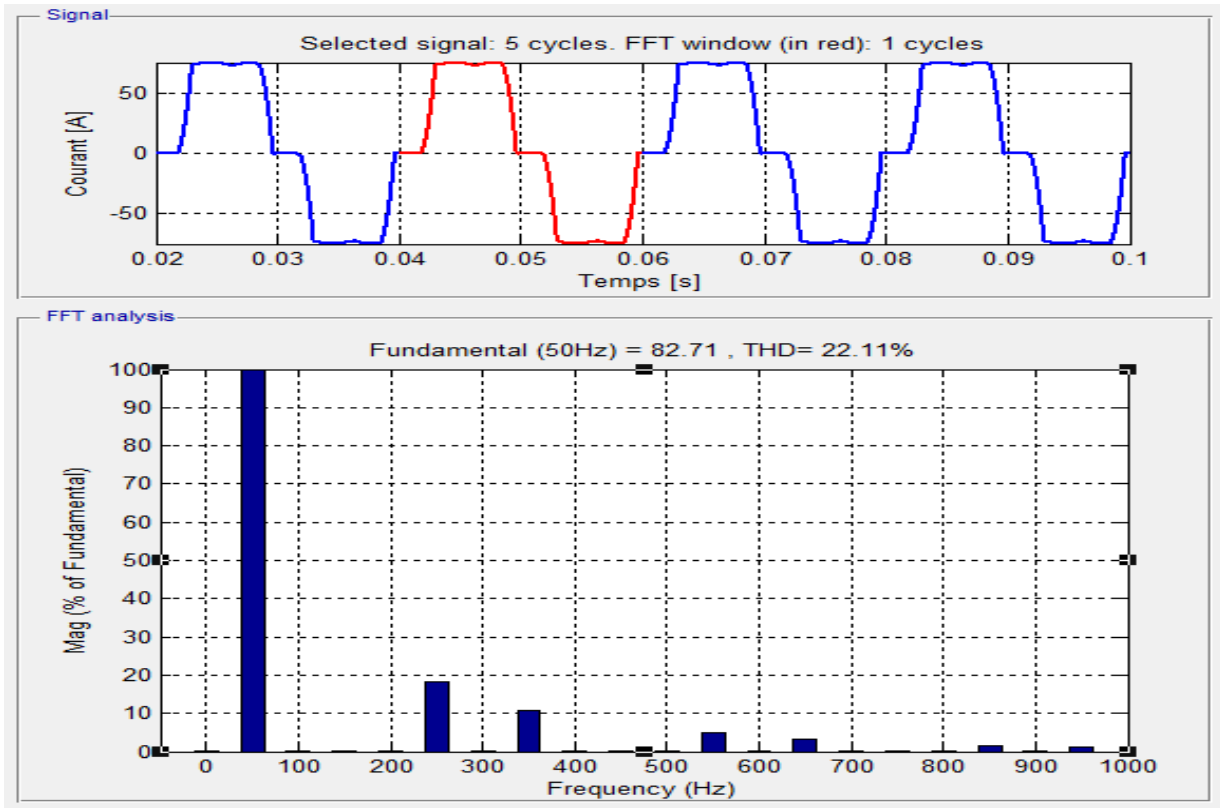


Figure II.14 : Spectre du courant avant filtrage.

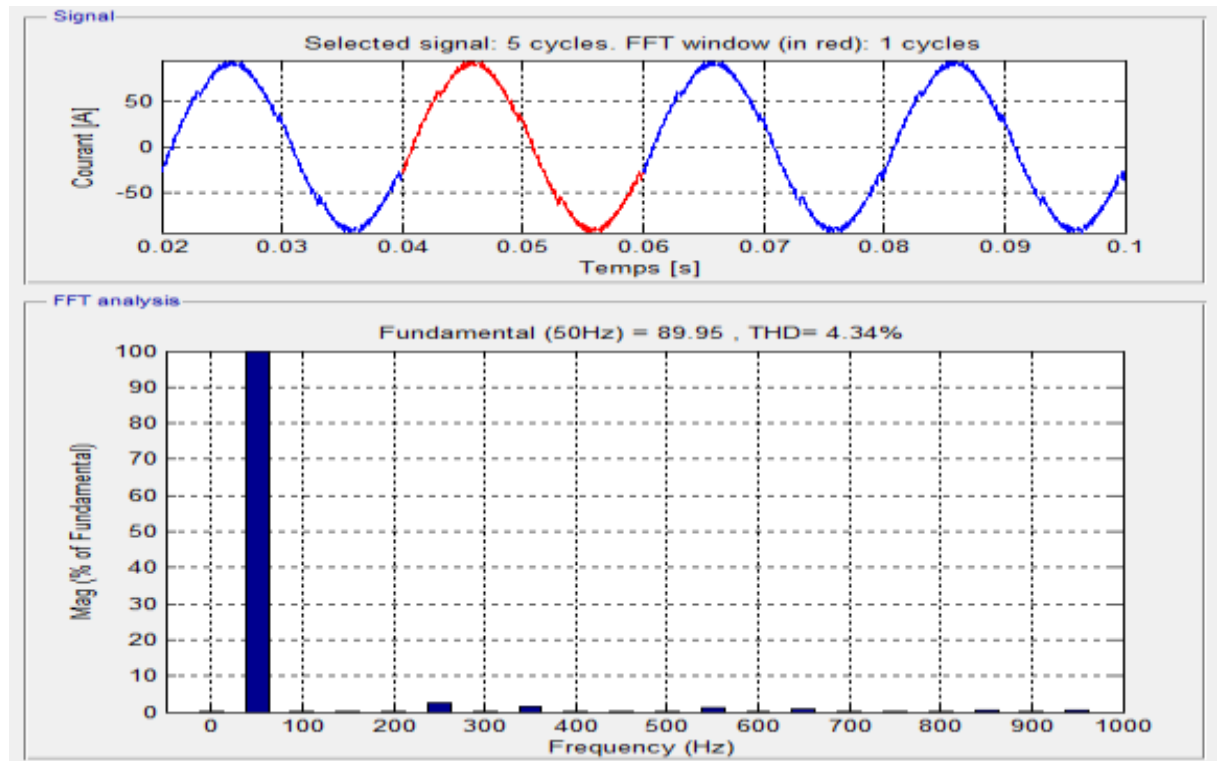


Figure II.15: Spectre du courant après filtrage.

- **Avant filtrage:**

La figure (II.14): Représente la forme d'onde des courants de la source avant le filtrage et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif parallèle deux niveaux. On remarque une distorsion des courants ce qui rend la présence des harmoniques (THD (%)=22.11%) dans le réseau.

Tableau II.3: Amplitudes des harmoniques avant le filtrage.

Rang d'harmoniques	H5	H7	H11	H13	H17	H19
Amplitudes(%)	18.30	10.70	4.81	3.18	1.46	1.15

- **Après filtrage:**

La figure (II.15): Représente la forme d'onde des courants de la source après le filtrage et son analyse spectrale. On remarque que la forme du courant de ligne est considérablement amélioré, les ondulations ont nettement diminué et le taux de distorsion harmonique (THD =4,34%).

Tableau II.4: Amplitudes des harmoniques après le filtrage.

Rang d'harmoniques	H5	H7	H11	H13	H17	H19
Amplitudes(%)	2.41	1.40	1.26	0.77	0.68	0.45

Conclusion

Dans, ce chapitre, nous avons présenté l'étude et la commande d'un filtre actif parallèle à deux niveaux de type tension, comme une solution de dépollution des réseaux électriques des courants harmonique.

Les résultats obtenus montrer une diminution des perturbations générées par la charge non linéaire, ce qui confirme l'efficacité de la méthode des puissances active et réactive instantanées pq utilisé pour l'identification des courants harmoniques.

Cependant, en vue d'améliorer d'avantage la compensation et les performances spectrales de la forme d'onde du courant, on propose de passer d'un onduleur deux niveaux à un onduleur multiniveaux dans le troisième chapitre.

Chapitre III

Introduction

Ce chapitre porte, sur l'étude d'un filtre actif parallèle multiniveau et les différentes topologies de l'onduleur multiniveau. Ensuite, nous allons détaillée l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, établir son modèle mathématique en mode commandable, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras. Après, pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on utilisera une technique de modulation de largeur d'impulsion.

Ce chapitre se conclut par la simulation du filtre actif parallèle à trois niveaux avec l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, commandé par la technique MLI sinus triangulaire.

III.1 Intérêt des onduleurs multiniveaux

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques. [17]

III.2 Différent topologies des d'onduleurs multiniveaux

Plusieurs topologies d'onduleurs multiniveaux existent dans la littérature, Les plus rencontrés sont :

- Onduleurs à condensateur flotteurou (onduleur multicellulaire).
- Onduleurs en cascade.
- Onduleurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped).

III.2.1 Onduleurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped)

La structure la plus ancienne est la structure dite NPC ou clampé par le Neutre. Dans cette structure, les diodes servent à répartir la tension d'alimentation sur les composants. Elles sont reliées au point milieu capacitif.

La structure la plus simple des onduleurs multiniveaux NPC initialement utilisée est celle à trois niveaux. Elle a, par la suite, été étendue pour augmenter la tension et le nombre de niveaux [18]. Un onduleur NPC multiniveaux est composé de trois bras (pour un onduleur triphasé) montés en parallèle et commandés avec un décalage angulaire de $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$. Chaque bras est divisé en deux demi bras et chacun d'eux comporte « n » éléments ou étages montés en série.

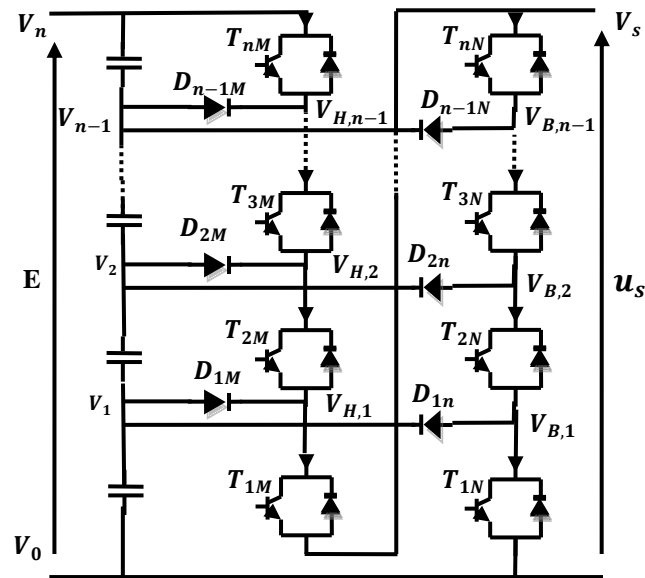


Figure III.1: Onduleur de type NPC de n niveaux.

Un étage est composé d'un transistor en antiparallèle avec une diode et d'un condensateur. Ainsi, pour l'obtention d'une tension de (n+1) niveaux, (n) capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $\left(\frac{E}{n}\right)$, E étant la tension totale du bus continu. [18]

III.2.2 Onduleurs condensateur flottant

Le convertisseur à condensateur flottants ou convertisseur multicellulaire est une topologie où les deux diodes de décalage 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 Maynard et Foch cet onduleur est obtenu par raccordement de cellules de condensateur de bouclage. Les combinaisons de fonctionnement sont les mêmes que pour la topologie NPC. Pour un

convertisseur à capacité flottantes de n niveaux, chaque bras doit contenir $(2n-1)$ interrupteur et $(n-2)$ capacité. Cette topologie élimine quelques inconvénients de la NPC comme l'équilibre des tensions supportées par les interrupteurs. [19]

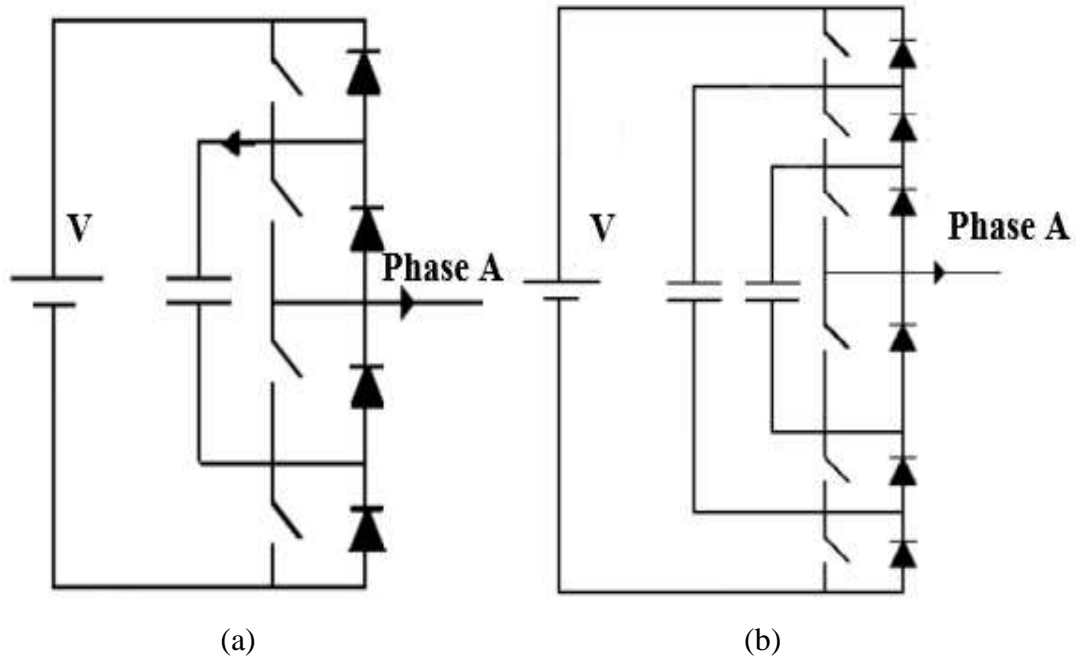


Figure III.2: Structure d'onduleur à condensateur flottant à trois (a) et à quatre niveaux (b).

III.2.3 Onduleurs en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation des plasmas en 1988. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie. [20]

Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire.

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système. La figure (III.3) représente un onduleur monophasé en cascade à cinq niveaux.

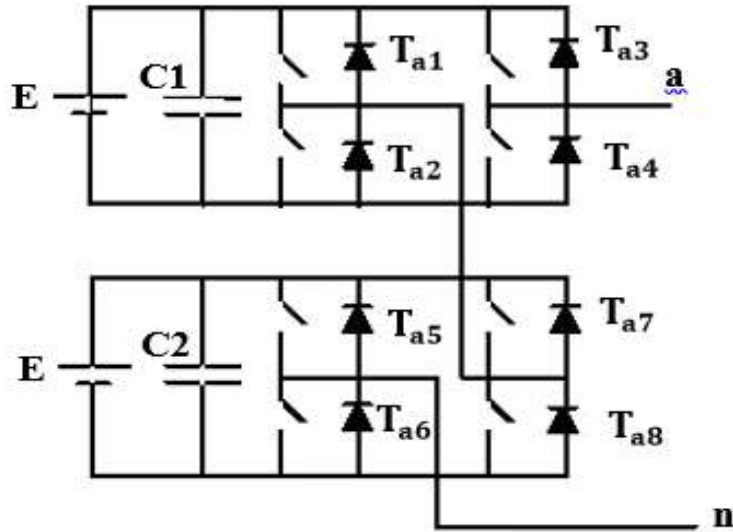


Figure III.3: Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a).

III.3 Onduleur à trois niveaux de type NPC

III.3.1 Structure

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension Continue distincte.

La figure (III.4) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

Elle est composée de trois bras monophasés [21]. A partir des deux sources principales de tension continue, Cette structure crée alors un point neutre (o) entre les deux sources de tension. Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge ($V_{dc1} = V_{dc2}$).

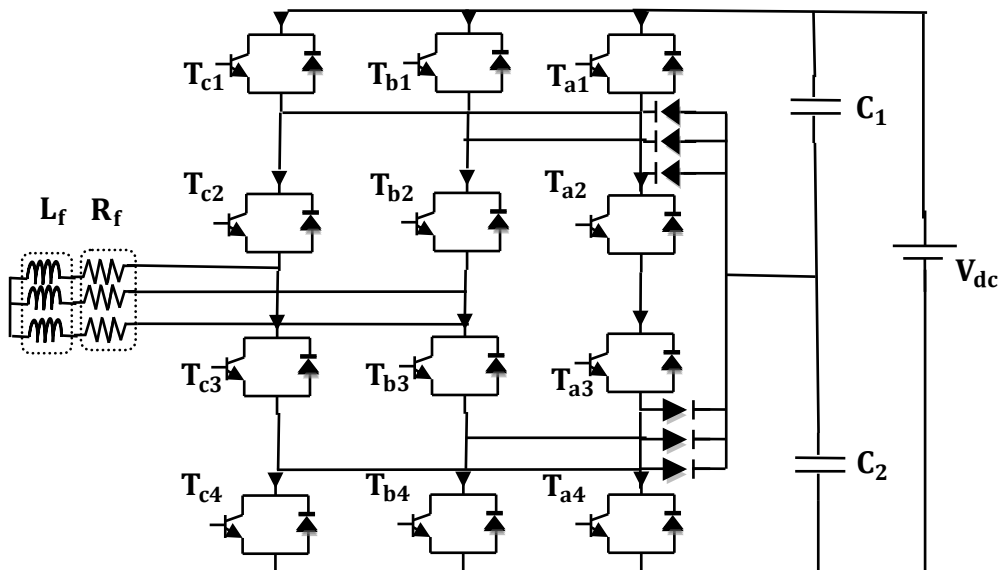


Figure III.4: Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs T_{ki} en série avec leur point commun relié par une diode au point neutre des sources (o). Une diode en antiparallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

L'onduleur multiniveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également, par la mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

III.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable T_k).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs du même bras de l'onduleur. [22]

Cette commande est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ($V_{dc1}, 0, -V_{dc2}$), avec ($V_{dc1} = V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2}$)

Pour le bras d'onduleur $k=a$, la commande complémentaire est

$$\begin{cases} B_{Ta1} = \overline{B_{Ta3}} \\ B_{Ta2} = \overline{B_{Ta4}} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

C'est cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

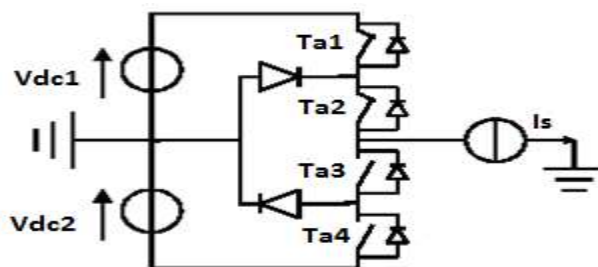


Figure III.5: Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension.

III.3.2.1 Fonctions de connexion

Chaque interrupteur T_{ki} supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{ki}

Avec :

$k = a, b, c$: indicateur du bras.

$i = 1, 2, 3, 4$: numéro de l'interrupteur du bras k .

Cette fonction vaut « 1 » si l'interrupteur est fermé, et « 0 » dans le cas contraire.

$$F_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

III.3.2.1.1 Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras i sont liées par les relations suivantes :

$$F_{k1} = 1 - F_{k3} \quad (\text{III.3})$$

$$F_{k2} = 1 - F_{k4} \quad (\text{III.4})$$

III.3.2.1.2 Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi bras qu'on notera F_k^Z avec $Z = h$ pour le demi bras du haut et $Z = b$ pour le demi-bras du bas.

Pour un bras k , les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$F_k^h = F_{k1} \cdot F_{k2} \quad (\text{III.5})$$

$$F_k^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \quad (\text{III.6})$$

F_k^h est associé au demi-bras du haut.

F_k^b est associé au demi-bras du bas. [23]

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a , V_b et V_c . Tension entre le point milieu « k » de chaque bras de l'onduleur et le point milieu « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} . Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

III.3.2.1.3 Potentiels V_{io}

Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu « o », sont donnés par le système suivants :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{a1} \cdot F_{a2} \cdot V_{dc1} - F_{a3} \cdot F_{a4} \cdot V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2} (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \\ V_{b0} = F_{b1} \cdot F_{b2} \cdot V_{dc1} - F_{b3} \cdot F_{b4} \cdot V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2} (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \\ V_{c0} = F_{c1} \cdot F_{c2} \cdot V_{dc1} - F_{c3} \cdot F_{c4} \cdot V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2} (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_a^h = F_{a1} \cdot F_{a2} & F_b^h = F_{b1} \cdot F_{b2} & F_c^h = F_{c1} \cdot F_{c2} \\ F_a^b = F_{a3} \cdot F_{a4} & F_b^b = F_{b3} \cdot F_{b4} & F_c^b = F_{c3} \cdot F_{c4} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En introduisant ces fonctions de connexions des demi-bras dans le système (III.7), on aboutit :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_a^h \cdot V_{dc1} - F_a^b \cdot V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2} (F_a^h - F_a^b) \\ V_{b0} = V_{dc1} \cdot F_b^h - V_{dc2} \cdot F_b^b = \frac{V_{dc}}{2} (F_b^h - F_b^b) \\ V_{c0} = F_c^h \cdot V_{dc1} - F_c^b \cdot V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2} (F_c^h - F_c^b) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.3.2.1.4 Tensions de sortie

Le système d'équation (III.9) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées V_{dc1} et V_{dc2} .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_a, V_b, V_c

III.3.2.1.5 Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2}) \cdot V_{dc1} - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \cdot V_{dc2} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2}) \cdot V_{dc1} - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \cdot V_{dc2} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2}) \cdot V_{dc1} - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \cdot V_{dc2} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec $V_{dc1} = V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2}$, le système (III.10) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot [(F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2}) - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4})] \\ V_{bc} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot [(F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2}) - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4})] \\ V_{ca} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot [(F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2}) - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4})] \end{cases} \quad (III.11)$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_a^h \\ F_b^h \\ F_c^h \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (III.12)$$

Cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^h - F_a^b \\ F_b^h - F_b^b \\ F_c^h - F_c^b \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (III.13)$$

III.3.2.1.6 Tensions simples

Lorsque la charge est un système triphasé équilibré, donc la somme des trois tensions simples à la sortie de l'onduleur est nulle [24] :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (III.14)$$

$$\begin{cases} V_a = (2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0})/3 \\ V_b = (-V_{a0} + 2V_{b0} - V_{c0})/3 \\ V_c = (-V_{a0} - V_{b0} + 2V_{c0})/3 \end{cases} \quad (III.15)$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^h - F_a^b \\ F_b^h - F_b^b \\ F_c^h - F_c^b \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (III.16)$$

III.3.3 Différentes technique de la commande MLI

III.3.3.1 Modulation vectorielle

La modulation vectorielle, dite "SpaceVector PWM", est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Elle est conduite en synchronisme sur les trois phases.

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.

La MLI vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de Concordia. Elle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, donc, il possède $3^3 = 27$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer 27 vecteurs différents de tension de sortie (V_{an} , V_{bn} et V_{cn}). [22]

III.3.3.2 Modulation sinusoïdale à doubles porteuses

Cette stratégie est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence F_c et de même amplitude A_c . Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude A_m et de fréquence F_m . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux n supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors, Cette technique nécessite $(n-1)$ signaux triangulaires de même fréquence F_c et de même amplitude A_c . [25]

III.4 Résultat de Simulation de l'onduleur à trois niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à trois niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires d'amplitude A_c et de fréquence F_c est nécessaire Elle est ensuite comparée au trios signaux de référence (sinusoïdale) d'amplitude A_r et de fréquence F_r . chaque comparaison donne 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire.

Après la réalisation de la simulation, on obtient les formes d'ondes présentées ci-dessous :

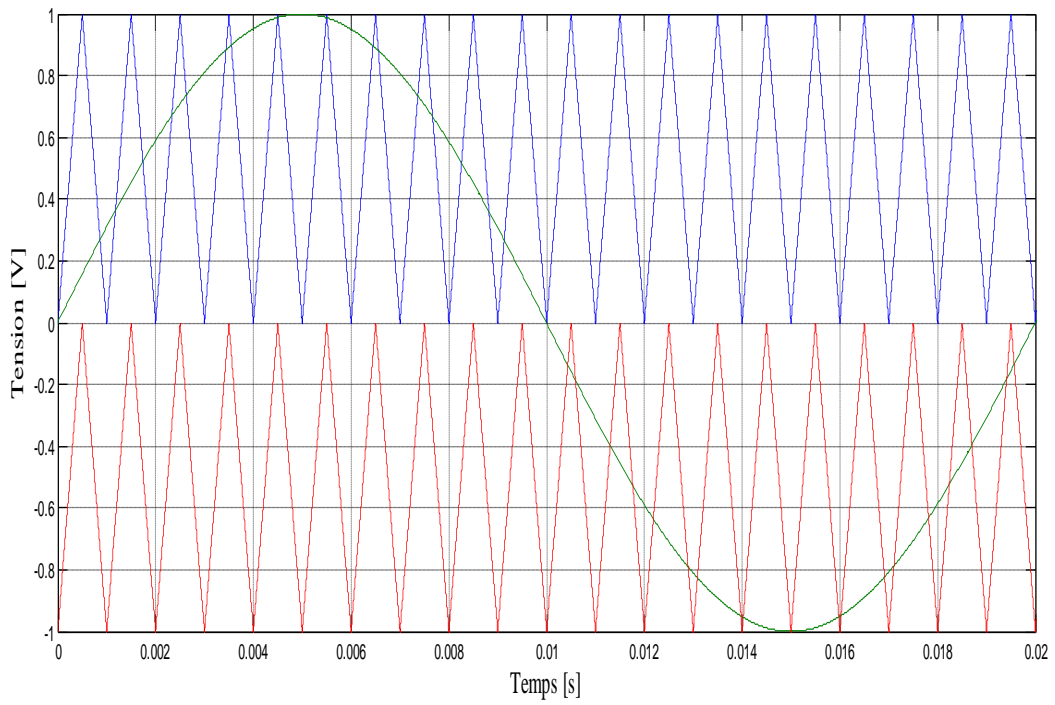


Figure III.6: Principe de la MLI sinus triangulaire à deux porteuses.

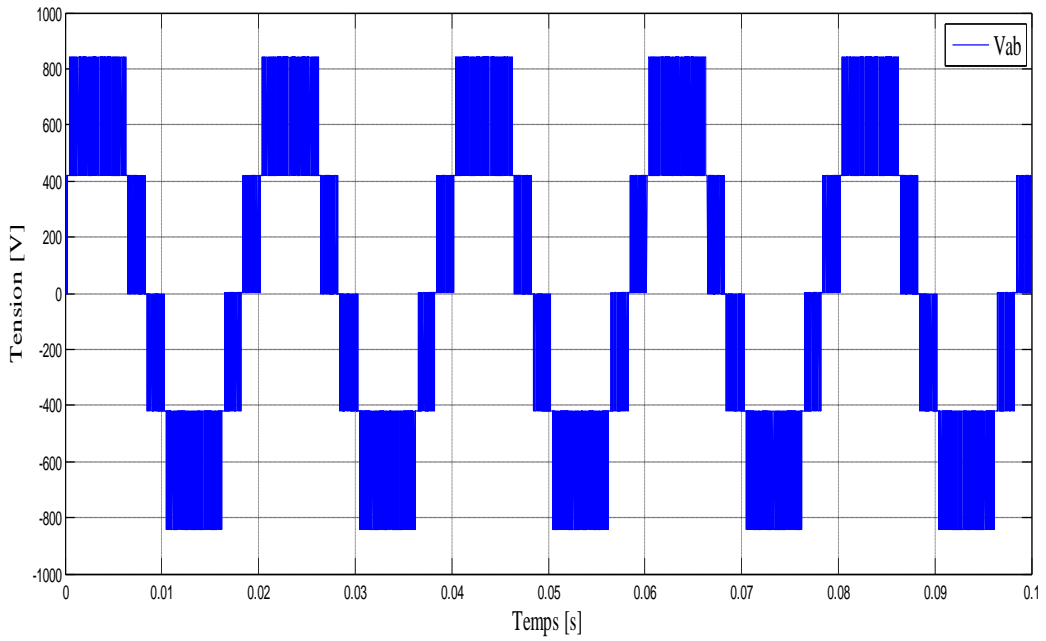


Figure III.7: Tension composée V_{ab} de l'onduleur NPC.

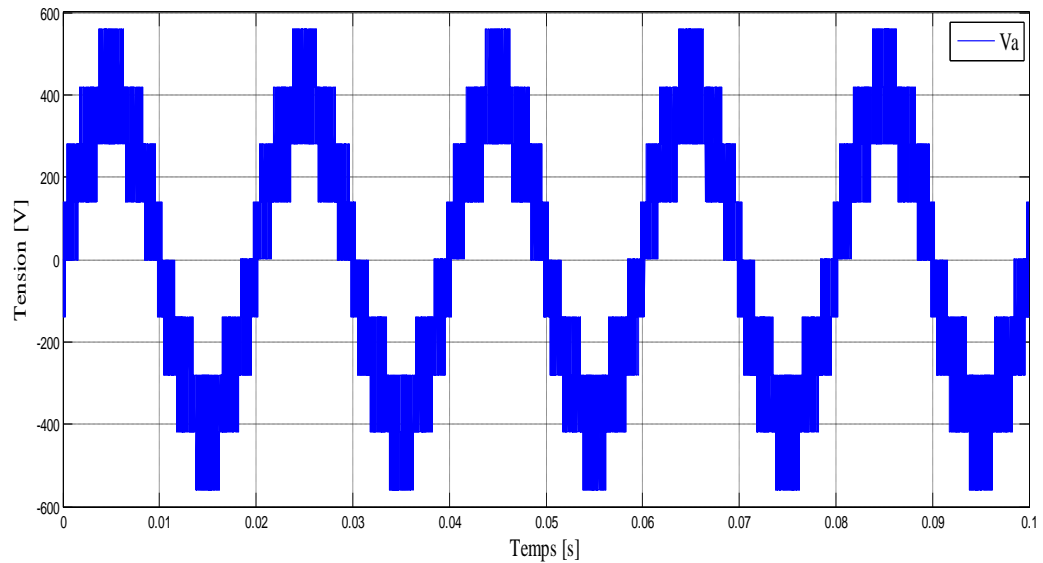


Figure III.8: Tension simple V_a de l'onduleur.

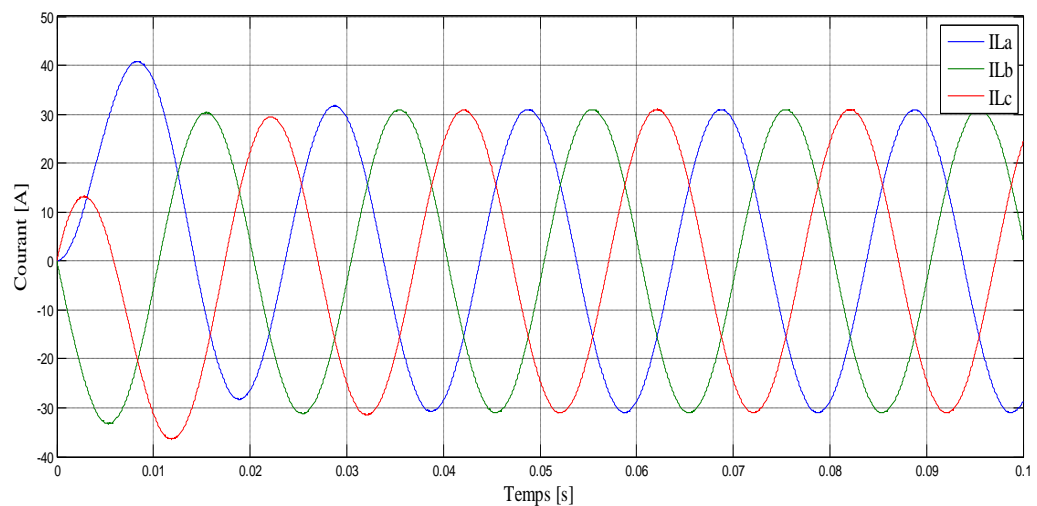


Figure III.9: Les courants à la sortie de l'onduleur.

La figures (III.7): Représente la tension entre deux phases a et b et la figure (III.8) reprinted la tension simple a la sortie de l'onduleur, on remarque que le signal est périodique sur forme d'escalier.

La figure (III.9): Représente les courants à la sortie de l'onduleur, on remarque que les courants sont alternatif sinusoïdal.

III.5 Résultat Simulation de FAP à trios niveaux

Après la réalisation de la structure du filtre actif parallèle à trois niveaux, qui est montrée sur la figure(III.10), on obtient les formes d'ondes présentées ci-dessous :

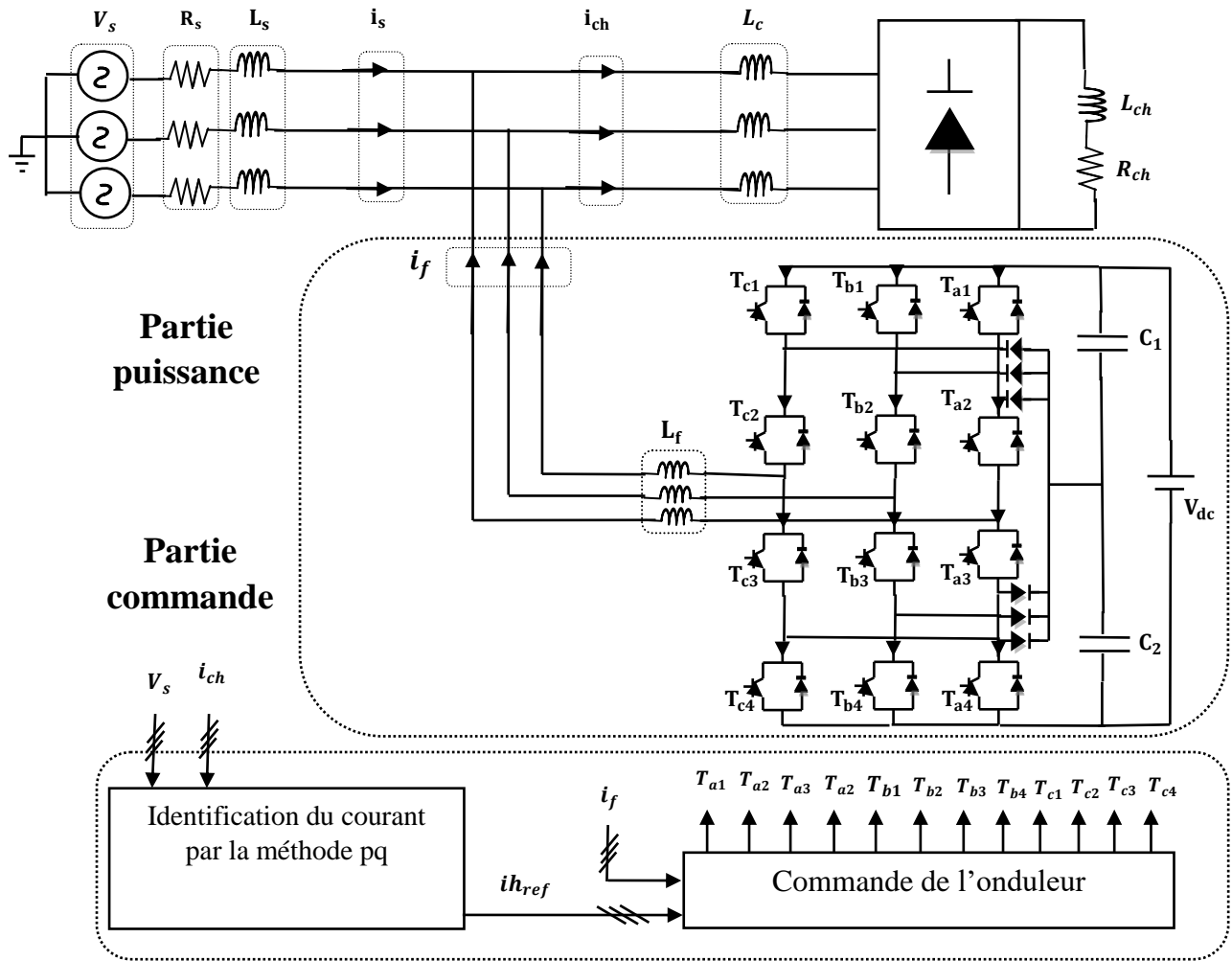


Figure III.10: Structure d'un FAP à trois niveaux.

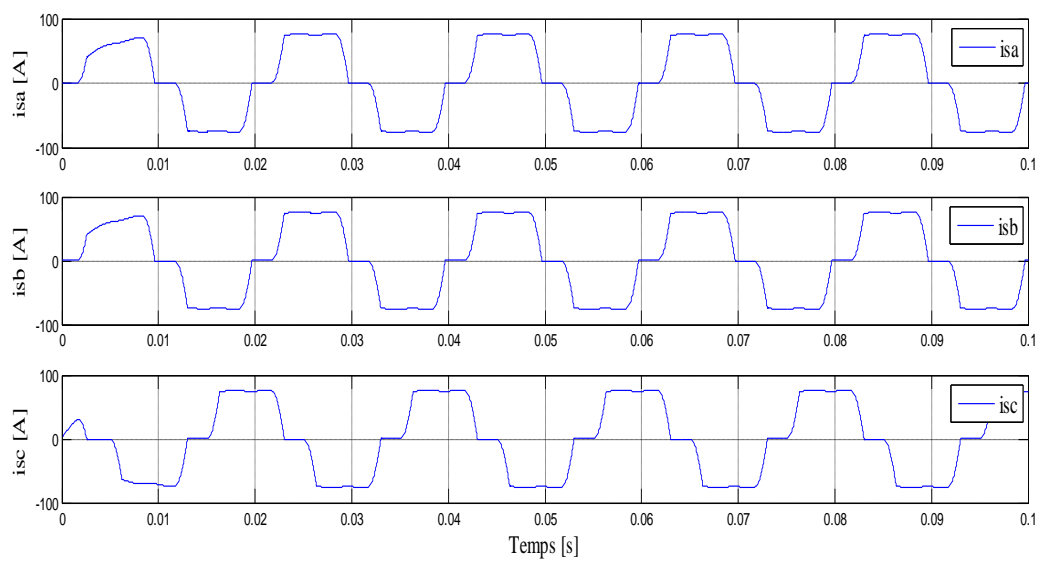


Figure III.11: Allures des courants de la source avant filtrage.

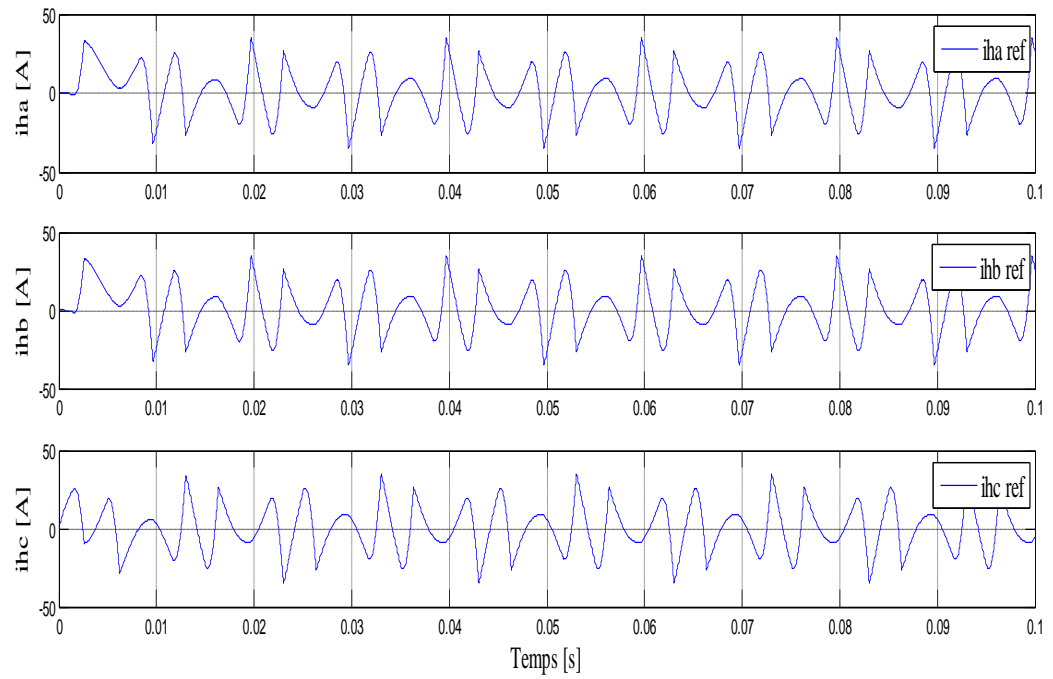


Figure III.12: Allures des courants de référence (identifiés).

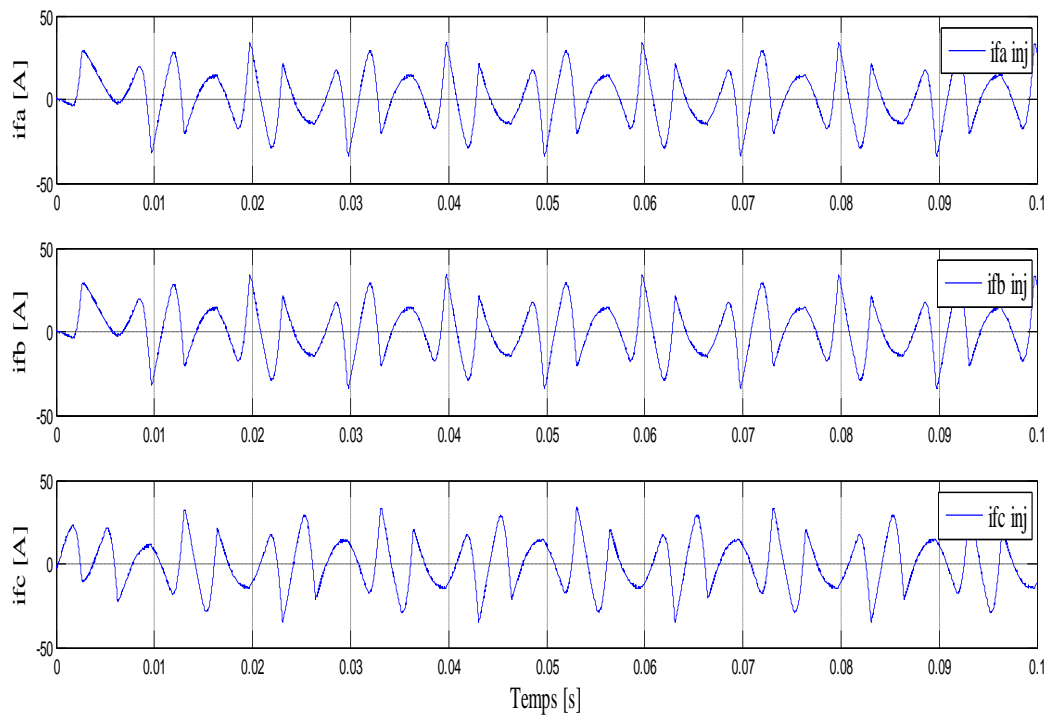


Figure III.13: Allures des courants injectés.

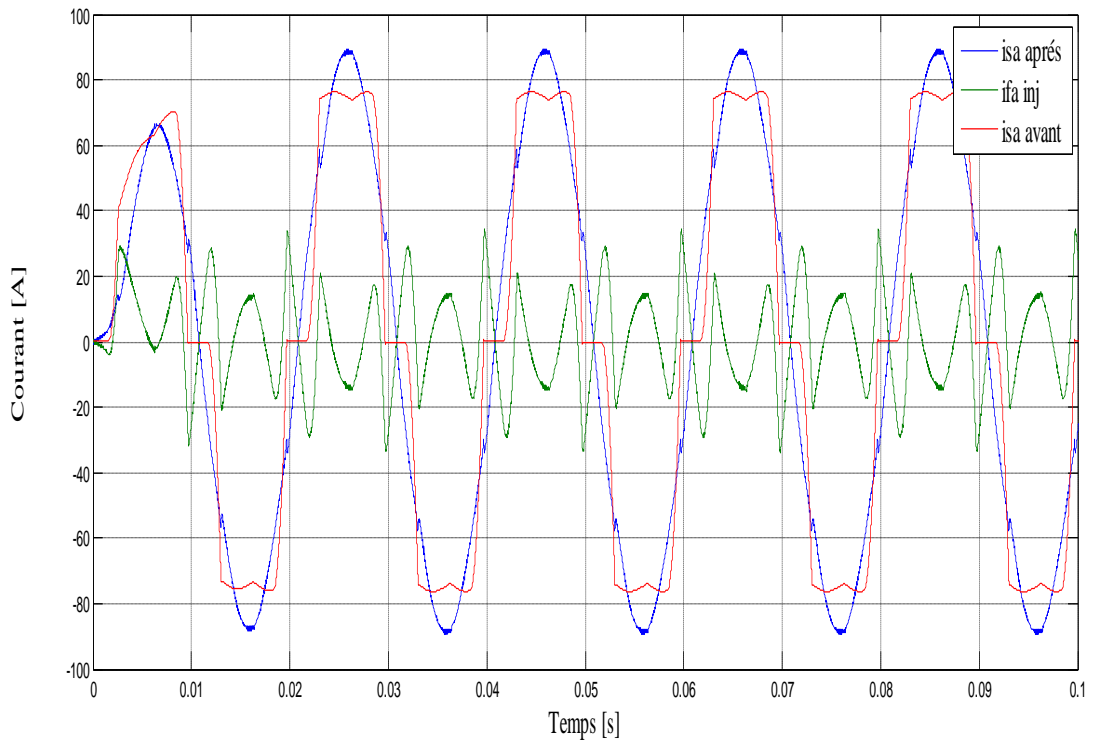


Figure III.14: Allures du courant de la source avant et après filtrage et courant injecté.

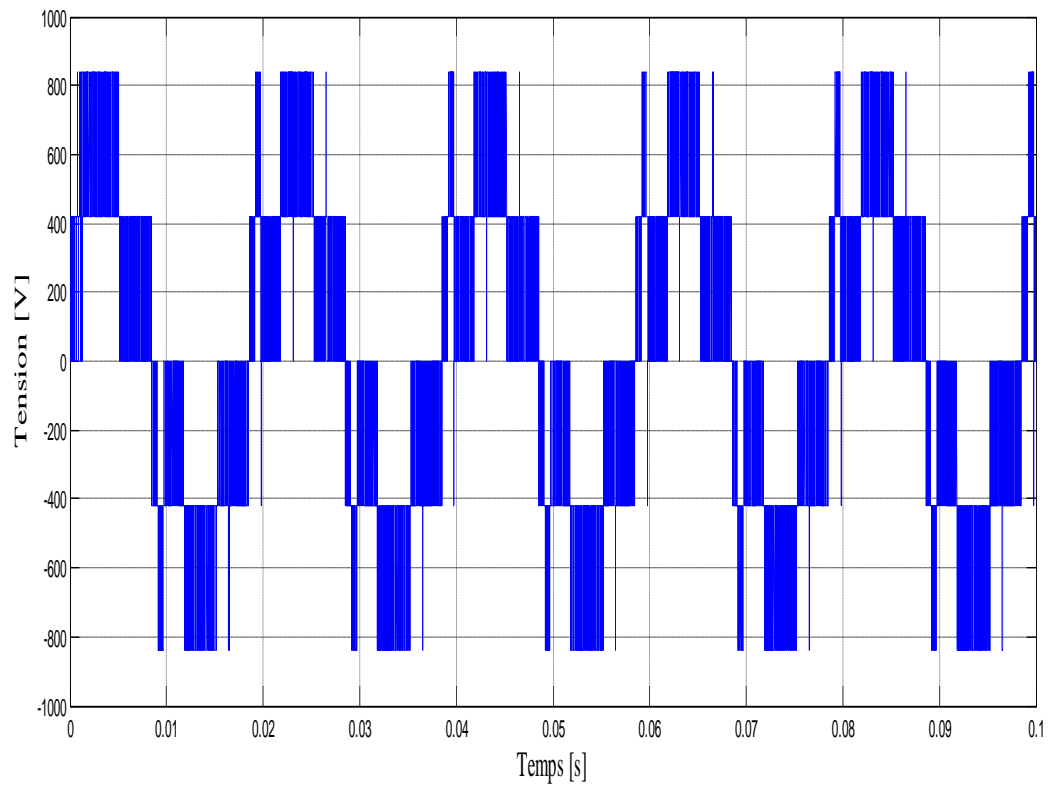


Figure III.15: Allures de la tension entre phase à la sortie de l'onduleur.

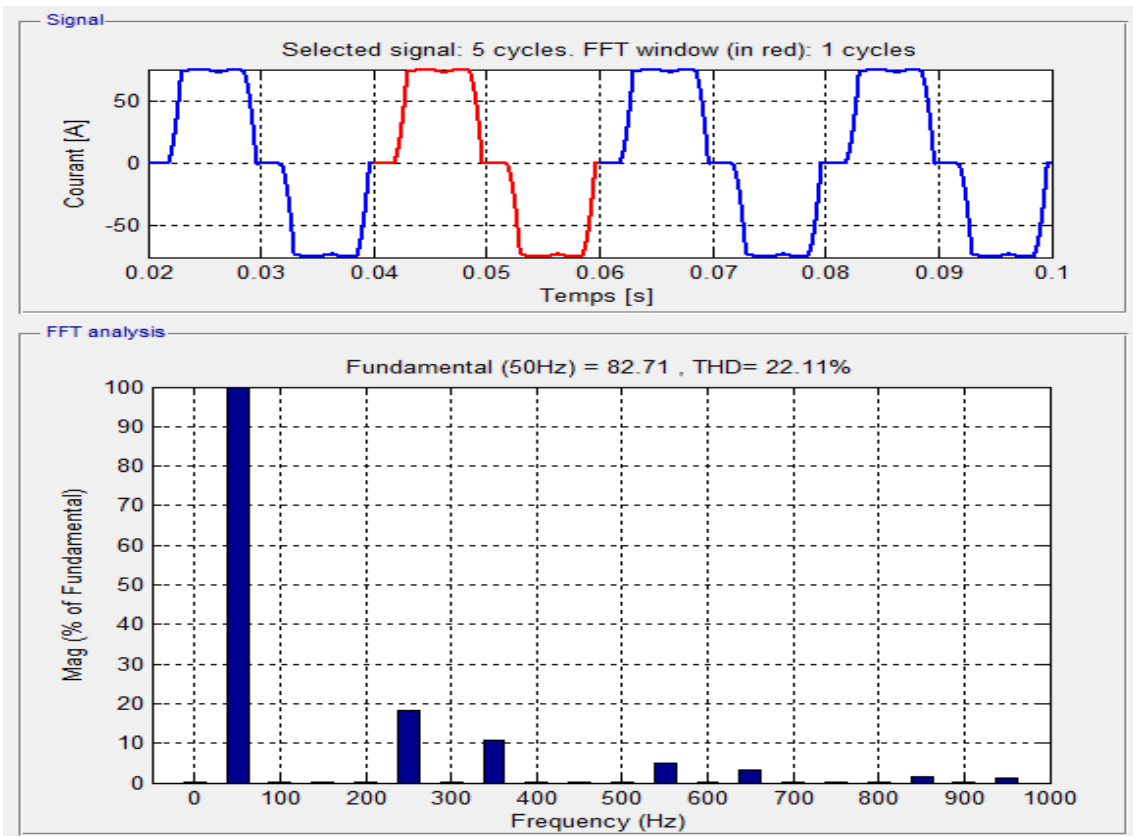


Figure III.16: Spectre du courant avant filtrage.

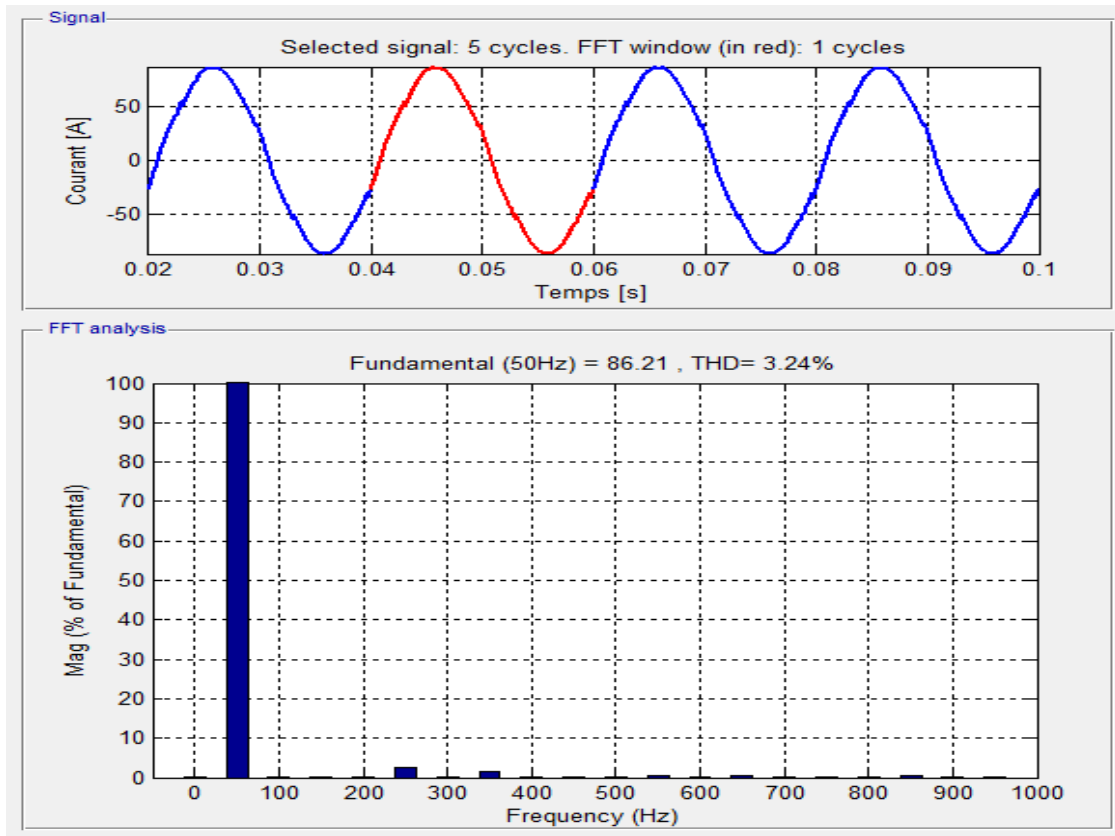


Figure III.17: Spectre du courant après filtrage.

- **Avant filtrage:**

La figure (III.16): Représente la forme d'onde des courants de la source avant le filtrage. On remarque une distorsion des courants ce qui montre la présence des harmoniques dans le réseau.

La figure (III.16): Représente le spectre d'harmonique de courant avant le filtrage. On remarque la présence des harmoniques, le redresseur absorbe donc un courant non sinusoïdal avec $THD (\%) = 22.11\%$ et se comporte comme une charge non linéaire.

Tableau III.1: Amplitudes des harmoniques avant le filtrage .

Rang d'harmoniques	H5	H7	H11	H13	H17	H19
Amplitudes(%)	18.30	10.70	4.81	3.18	1.46	1.15

- **Après filtrage:**

La figure (III.17): Représente la forme d'onde de courant de la source et son spectre après le filtrage, on remarque que ce courant prend l'allure d'une sinusoïde et une réduction des harmoniques $THD = 3.24\%$ avec une amélioration par rapport au THD obtenue avec le filtre actif à deux niveau.

Tableau III.2: Amplitudes des harmoniques après le filtrage .

Rang d'harmoniques	H5	H7	H11	H13	H17	H19
Amplitudes(%)	2.52	1.49	0.62	0.47	0.41	0.24

Conclusion :

Après la simulation d'un filtre actif parallèle à trois niveaux nous avons constaté qu'à chaque fois qu'on augmente le niveau du l'onduleur les résultats s'améliorent le courant de ligne tend de plus en plus à une sinusoïde.

La diminution de taux de distorsion harmonique $THD = 3.24\%$ avec le filtre actif à trois niveaux par rapport au $THD = 4.34\%$ pour le filtre actif parallèle à deux niveaux montre l'intérêt d'utiliser les onduleurs multiniveaux pour le filtrage actif.

Conclusion générale

Conclusion générale

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

Avant d'aller au cœur de notre objectif, au 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).

Nous avons consacré le deuxième chapitre à l'étude du filtre actif parallèle deux niveaux, où la méthode de la puissance active et réactives instantané est utilisée pour identifier les courants perturbateurs. En fin, nous avons présenté les résultats de simulation obtenus sous le logiciel Matlab /Simulink, qui montrent que notre filtre compense les perturbations générées par la charge non linéaire, le courant contient moins d'harmoniques (THD de 22.11% à 4.34%).

Au troisième chapitre, nous avons voulu élargir le domaine d'application des filtres actifs parallèles du simple niveau à un niveau multiple. Nous avons d'abord commencé par l'introduction des différentes topologies d'onduleurs multiniveaux et leurs structures, nous avons opté pour l'onduleur NPC à trois niveaux commandé par MLI sinusoïdale. Les résultats de simulation montrent une diminution de taux de distorsion (THD de 4.34% à 3.24%) par rapport à la première simulation et le courant devient de plus en plus proche de la sinusoïde.

On conclut d'après les résultats de la simulation obtenue qu'à chaque augmentation du nombre du niveau de tension de l'onduleur, les harmonique du réseau alternatif se réduisent d'une manière efficace, ce qui permet de réduire la valeur de l'inductance du filtre de sortie de l'onduleur.

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.
- Considération d'autres types de perturbation tels que : creux de tension, déséquilibre,...etc.

Bibliographie

- [1] M. Tahri et DJ. Zoukha, « Etude et simulation d'une commande robuste pour filtre actif de puissance à deux Bras a point milieu pour la compensation de courant harmonique». Mémoire master, université Abou BekrBelkaid de Tlemcen, 2017.
- [2] G. Desquilbet et C. Foucher et P. Fauquembergue, « Statisticalanalysis of voltage dips». Notes EDF, 96NR00 102, 1995.
- [3] N. Ngac-Ky, « Approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques: application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones. Sciences de l'ingénieur [physics] ». Université de Haute Alsace - Mulhouse, 2010. Français. fftel-00605221f.
- [4] V. Beauvois, « Qualité de la tension, qualité de l'électricité ». Cours, université de Liege, Novembre 2008.
- [5] Th.Deflandre et Ph,Mauras , «les harmonique sur les réseaux électriques». Livre, 61,Bd saint-Germaine Paris 5°,1998.
- [6] S. ben Ali et S. Bouhanak, « Etude ET Simulation d'un Filtre Actif Parallèle à Quatre Files ». Mémoire de Magister, université d'El-Oued, 2015.
- [7] M. Amroun, « Commande et diagnostic d'un filtre actif parallèle». Mémoire de fin de master, université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2015.
- [8] A. Amaret et A. Bengana, «Etude et simulation d'un circuit de commande pour un filtre actif de puissance parallèle à deux bras à point milieu pour un réseau électrique à trois fils». Mémoire master, université Abou BekrBelkaid de Tlemcenle, 25 Juin 2015.
- [9] S. Mouttou, « Nouvelles approches de commande d'un filtre actif parallèle à source de courant ». Mémoire de maitrise, université du Québec à Trois-Rivières, Octobre 2002.
- [10] A. Sahli, «Filtrage actif et contrôle de puissances: application aux systèmes

- photovoltaïques interconnectés au réseau». Mémoire de Magister, université Ferhat Abbas –Sétif, 2012.
- [11] S. Kebiri, «Modélisation et simulation d'un filtre actif multi niveaux ».Mémoire de magister, université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2009.
- [12] DJ. Kamel, «Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus». Thèse de doctorat, université Ferhat Abbas, Sétif, 21/10/2015.
- [13] A. Omeiri, «Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant ». Thèse de doctorat, université de Annaba, 2007.
- [14] N. Reguig et B. Herizi, «Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Puissance». Mémoire de master, université de Mohamed Boudiaf, M'Sila, 2018.
- [15] E. Galouet et R. Hamani, «Contribution à La Commande d'un filtre actif parallèle». Mémoire fin d'étude, université de Abderrahmane Mira, Bejaia, 2017.
- [16] F. Hamoudi, « Contribution Aux Stratégies de Commande Avancées d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils ». Thèse doctorat, université EL-Hadj Lakhder, Batna, 2012.
- [17] A. Martin, « Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires)». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [18] J.S. Mariéthoz, « Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: Topologies, modulation et commande». Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.
- [19] A. Kambiz, «Conception, Synthèse et application d'une nouvelle commande Robuste par PID fractionnaire pour les onduleurs multi-niveaux ». Thèse doctorat Université de Lorraine, 2010.
- [20] A. Aredde, «Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures Multi-niveaux ». Thèse doctorat, université de Toulouse, 2011.
- [21] P.Purkait et R.S. Sriramakavacham, « A New Generalized Space Vector Modulation

Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters », Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.

- [22] B. Jean et S. Guy, « Entraînements Electriques a Vitesse Variable», Technique et Documentation, Vol. 2, Décembre 1998.
- [23] J. P. Caron et J. P. Hautier, « Convertisseurs Statiques – Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.
- [24] H. Gheraia et E.M. Berkouk et G. Manesse, « Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive ». The European Physical Journal, AP 15, pp. 105-115, 2001.
- [25] V.G. Agelidis et H.C. Goh, « Low Distortion Variable Level PWM Technique », IEE Proc – Electr. Power Appl, Vol. 145, N°2, pp. 73-78, March 1998.

L'annexe (A)

Paramètres de la source	
Tension efficace de source	$U_{\text{eff}} = 220\sqrt{2}$ (v)
Fréquence de la source	$f_s = 50$ (Hz)
Résistance de la source	$R_s = 0.25e-3$ (Ω)
Inductance de la source	$L_s = 19.4e-6$ (H)
Paramètres de la charge non linéaire	
Résistance de la charge	$R_{\text{ch}} = 6.5$ (Ω)
Inductance de la charge	$L_{\text{ch}} = 20e-3$ (H)
L'inductance dans les lignes (abc)	$L_e = 1e-3$ (H)
Paramètre de l'onduleur	
Tension continu de l'onduleur à base de "IGBT	$V_{\text{dc}} = 840$ (v)
Fréquence d'échantillonnage pour les deux onduleurs	$f_c = 2000$ (Hz)
Paramètre de filtre de sortie de l'onduleur	
Inductance du filtre de sortie	$L_f = 3e-3$ (H)