République Algérienne Démocratique et Populaire
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
وزارة التعليم العالى و البحث العلمى
UNIVERSITÉ YAHIA FARES DE MEDEA
جامعة يحي فارس المدية
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
كلية التكنولوجيا
DÉPARTEMENT DU GÉNIE ÉLECTRIQUE

Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme Master en Électrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Thème

Utilisation d'un convertisseur modulaire multiniveaux pour la réalisation d'un filtre actif parallèle pour un réseau de haute tension

Présentée par :

M. BENAISTI Mohamed Souhil

M. KARADOUNE Mohammed Rafik

Sous la direction et la supervision de :

Pr. KABACHE Nadir

Mr. ZMERLINE Nassim

Promotion2024/2025

Remerciements

Premièrement je remercie mon Dieu qui nous a tout donné.

Ensuite je remercie le Professeur "K. NADIR" pour sa grande confiance.

Aussi je remercie les membres du Jury pour accepter d'examiner et de juger notre travail.

Un grand remerciement au Dr. ZEMIRLINE NASSIM pour leur aide et l'encouragement et suivi tout au long des étapes de réalisation de mémorandum. Aussi remerciement pour tous les profs de notre faculté et notre université YAHIA FARES DE MEDEA.

Enfin je remercie tous les amis et chaque personne ayant contribués à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail modeste
Aux d e u x p e r s o n n e s les plus précieuses que j'ai, ma mère et mon père pour leur confiance, soutien et encouragement continu , A mes frères, ma sœur et à son mari.

A tous mes amis surtout mon binôme "KR.M RAFIK" et les amis de notre promotion de 2^{éme} master Commande électrique 2025

Dédicaces

Je dédie ce travail modeste
Aux d e u x p e r s o n n e s les plus précieuses que j'ai, ma mère et mon père pour leur confiance, soutien et encouragement continu.

A mes frères, ma sœur et à son mari spécialement au ma nièce "RATIL" et à mon cousin "AZ. BOUCHRA"

Aussi à mon directeur d’entreprise "M.KAHIL" et à tous mes collègues de travail

A tous mes amis surtout mon binôme "BN. SOUHIL et les amis de notre promotion de 2éme master Commande électrique 2025.

ملخص

اصبحت مشكلة التلوث التوافقي في شبكات التوزيع الكهربائي أكثر حدة بسبب الزيادة المستمرة في استخدام الاحمال غير الخطية , خاصة في أنظمة الجهد العالي. يقدم هذا العمل دراسة مقارنة لمختلف استراتيجيات التحكم في لمرشح نشط متوازي قائم على محول متعدد المستويات معياري. من بين الطرق التي تم تحليلها استراتيجية القدرة النشطة والتفاعلية التي تهدف إلى إزالة عدم اليقين المتعلق (PWM) ، جنبًا إلى جنب مع تقنية تعديل عرض النبضة (PQ طريقة) اللحظية بتردد التبديل. تم تقييم أداء الطرق المقترحة والتحقق من صحتها من خلال عمليات محاكاة بتكوينات أحمال مختلفة.

الكلمات المفتاحية: محول متعدد المستويات معياري ؛ توافقيات ؛ حمل غير خطي؛ شكل موجة ؛

RESUME

La pollution harmonique dans les réseaux de distribution électrique devient une problématique de plus en plus critique en raison de l'augmentation de l'utilisation des charges non linéaires, notamment en haute tension. Ce travail propose une étude comparative des différentes stratégies de commande d'un filtre actif parallèle basé sur un convertisseur modulaire multi-niveaux (MMC). Parmi les méthodes analysées figure la stratégie des puissances active et réactive instantanées (méthode PQ), combinée à une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) visant à éliminer l'incertitude liée à la fréquence de commutation. Les performances des approches proposées ont été évaluées et validées par des simulations avec différentes configurations de charge.

Mots Clés : convertisseur modulaire multi-niveau ; MMC ; harmonique ; charge non linéaire ; PQ ; MLI ;

ABSTRACT

Harmonic pollution in electrical distribution networks is becoming an increasingly critical issue due to the rising use of nonlinear loads, particularly in high-voltage systems. This work presents a comparative study of different control strategies for a shunt active filter based on a modular multilevel converter (MMC). Among the analyzed methods is the instantaneous active and reactive power strategy (PQ method), combined with a pulse width modulation (PWM) technique aimed at eliminating the uncertainty related to switching frequency. The performance of the proposed approaches has been evaluated and validated through simulations using various load configurations.

Keywords: modular multilevel converter; MMC; harmonic; nonlinear load; PQ; PWM

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I

I. Introduction 3

I.1 Pollution du réseau électrique 3

1.1 Les creux de tension 5

1.2 La Surtension 6

2.1 Transitoire 6

2.2 Permanente 6

1.3 Les fluctuations rapides de tension 8

1.4 Les harmoniques 8

4.1 Définition 8

4.2 Origines des harmoniques 9

4.3 Conséquences des harmoniques 9

4.3.1 Effets instantanés 9

4.3.2 Effet à termes 12

4.4 Les normes internationales 9

4.4.1 Protection contre les harmoniques 9

4.4.2 Protection contre les phénomènes perturbateurs 9

4.5 Représentation spectral 9

I.3 Solution de dépollution d'harmoniques 9

3.1 solutions traditionnelles 9

3.1.1 Filtre résonant 9

3.1.2 Filtre amorti 9

3.2 Solution modernes 9

3.2.1 Filtre actif séries (FAS) 9

3.2.2 Filtre actif parallèle 9

3.2.3 Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle 9
3.2.4 Filtre actif série avec filtre passif parallèle..... 9
3.2.5 filtre hybride 9
I.4 Conclusion..... 9

CHAPITRE II

II. Introduction 16

II.1 Filtre actif parallèle (FAP) 16
1.1 Définition..... 17
1.2 Principe de fonctionnement du filtre actif 17
1.3 Onduleur triphasé de tension 21
1.4 Inductance de couplage 22
1.5 Condensateur de stockage d'énergie 22
1.6 Technique d'identification des harmonique de références 22
6.1 Domaine fréquentiel 22
6.1.1 Méthode de Faste Fourier transforme..... 22
6.1.2 Technique de multiplication sinusoïdale 22
6.2 Domaine Temporel 22
6.2.1 Méthode de la puissance instantanée (p-q) 22
6.2.2 Technique d'identification basé sur la détection du courant de charge . 22
6.2.2.1 détermination de la valeur $I_{s\text{-}max}$ 22
6.2.2.2 Principe de la méthode 22
6.2.3 Méthode de référentielle synchrone Park (d-q) 22
1.7 Problèmes avec ces FAPs 22
1.7.1 Limitation principales..... 22
II.1 Conclusion 22

CHAPITRE III

III. Introduction: 29

III.1 Les convertisseurs multiniveaux 29

1.1 Définition 29

1.2 Résumé des caractéristique des convertisseurs multiniveaux usuel 30

III.2 Convertisseur modulaire multiniveaux(MMC) 30

2.1 Topologie MMC 30

2.2 Modélisation et contrôle d'un MMC 30

2.3 Modèle du MMC dans le référentiel naturel triphasé 30

2.4 Bloc de l'algorithme d'équilibrage des tension aux borne des capacité des SM 30

2.5 Stratégie MLI multi-porteuses pour le MMC 30

2.5.1 PMW à décalage de phase (PSPWM) 30

2.5.2 Largeur d'impulsion à décalage de niveaux (LSPWM) 30

2.6 Exemple de génération des niveaux de tension 30

2.7 Résultats de simulation 30

III.3 Conclusion 22

CHAPITRE IV

IV introduction 45

1.1 **Modélisations et dimensionnement du système** 46

1.2 **La source et le réseaux** 46

1.3 **La charge polluante** 46

1.4 **Le filtre actif parallèle** 47

1.5 **La capacité de stockage** 49

1.6 **Le filtre de sortie** 50

1.7 **Régulateur de la tension continue Vdc** 50

1.8 **Régulateur du courant** 53

IV.1 Résultats de simulation 54

IV.2 Conclusion 63

CONCLUSION GENERALE 64

LISTE DES FIGURES

Numéro de figure	Le titre	Page
Figure (1.1)	Les creux de tension	
Figure (1.2)	Sur tension transition	
Figure (1.3)	Surtension permanente.	
Figure (1.4)	Décomposition d'un signal périodique.	
Figure (1.5)	Représentation spectrale d'un signal périodique.	
Figure (1.6)	Filtre passif résonant	
Figure (1.7)	Filtre passif amorti	
Figure (1.8)	Filtre actif série	
Figure (1.9)	Filtre actif parallèle	
Figure (1.10)	Filtre combiné actif parallèle Et passif parallèle	
Figure (1.11)	Filtre combiné actif Série et passif parallèle	
Figure (2.1)	Structure générale d'un filtre actif parallèle	
Figure (2.2)	Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle	
Figure (2.3)	Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux	
Figure (2.4)	Implantation de la méthode PQ sous Simulink	
Figure (3.1)	Structure générale d'un MMC triphasé	
Figure (3.2)	Structure demi -pont du sous module d'un MMC [40].	
Figure (3.3)	Etats de fonctionnement des transistors du sous-module d'un MMC [42].	
Figure (3.4)	Schéma représentatif du bras d'un MMC triphasé.	
Figure (3.5)	Circuit équivalent du bras d'un MMC[46].	

LISTE DES FIGURES

Figure (3.6)	Agencement de la stratégie PSPWM.	
Figure (3.7)	Agencement de la stratégie LSPWM	
Figure (3.8)	Tension de sortie sans filtre.	
Figure (3.9)	Courant de sortie avec filtre.	
Figure (3.10)	THD de courant de sortie avec filtre.	
Figure (3.11)	Tension des capacités de SMS.	
Figure (4.1)	Schéma synoptique simplifié de la source d'un réseau électrique.	
Figure (4.2)	Schéma de la charge non linéaire ; pont redresseur à diode avec charge RL à la sortie.	
Figure (4.3)	Schéma de la charge non linéaire, Pont redresseur à thyristor avec une charge RL à sa sortie.	
Figure (4.4)	Shunt active power filter scheme	
Figure (4.5)	Boucle de régulation de la tension continue.	
Figure (4.6)	Boucle de régulation de courant.	
Figure (4.7)	Implantation du filtre actif parallèle basé sur le MMC avec sa commande sous Simulink/Matlab.	
Figure (4.8)	Tension simple triphasée du réseau électrique	
Figure (4.9)	Courant triphasé du réseau appelé par la charge polluante avant et après filtrage.	
Figure (4.10)	Courant distordu appelé par la charge polluante d'une seule phase, sa représentation spectrale et son THD	
Figure (4.11)	Le courant d'une seule phase appelé par la charge après filtrage, sa représentation spectrale et son THD.	
Figure (4.12)	Le courant identifié par la méthode PQ en bleu et le courant injecté par le MMC en rouge.	
Figure (4.13)	La régulation de la tension continue Vdc aux bornes du condensateur de stockage à une référence de 15000 V.	
Figure (4.14)	Courant distordu appelé par la charge polluante d'une seule phase, sa représentation spectrale et son THD.	
Figure (4.15)	Le courant d'une seule phase appelé par la charge après filtrage, sa représentation spectrale et son THD.	
Figure (4.16)	Le courant de référence identifié par la méthode PQ en bleu et le courant injecté par l'onduleur en rouge.	

LISTE DES FIGURES

Figure (4.17)	La régulation de la tension continue Vdc aux bornes du condensateur de stockage à une référence de 15000 V.	
Figure (4.18)	Courant distordu absorbé lors de la variation d'une charge à un moment donné.	
Figure (4.19)	Courant filtré absorbé lors de la variation d'une charge à un moment donné	
Figure (4.20)	Le courant identifié en bleu et le courant injecté par le MMC en rouge.	
Figure (4.21)	Régulation de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage à 15000 V lors d'une variation brusque de la charge.	
Figure (4.22)	Variation de la tension de référence de 15000V à 17000V.	
Figure (4.23)	Variation de la tension de référence de 15000V à 17000V ensuite de 17000V à 13000V.	
Figure (4.24)	(a) mesure des puissances avant filtrage. (b) mesure des puissances après filtrage.	

LISTE DES TABLEAUX

Nombre de tableau	Titre	Page
Tableau 1.1	Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publiques basse tension (norme CEI 61000-2-2).	6
Tableau 1.2	Limites d'émissions de courants harmoniques des appareils BT de courant ≤16A. (CEI 61000-3-2).	
Tableau 1.3	Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).	
Tableau 3.1	Les principaux avantages et inconvénients des trois structures de puissance	
Tableau 3.2	Les différents états d'un sous-module demi -pont	

LES ACRONYMES

Acronymes	Le sens
THD	Taux de Distorsion Harmonique
S	la puissance apparente
S_{Filtre}	Puissance apparente du filtre
S_{Charge}	Puissance apparente de la charge
P	la puissance active
Q	la puissance réactive
D	la puissance déformante
FP	le facteur de puissance
Vdc	tension aux bornes du condensateur de l'onduleur **is**: courant de la source
MMC	Modular multilevel converter
FAP	filtre actif parallèle.
FAS	Filtre actif série.
MLI	Modulation en largeur d'impulsions
GTO	Le thyristor à extinction par la gâchette, en anglais Gâte Turne-Off Thyristor.
IGBT	Le transistor bipolaire à grille isolée, en anglais Insulated Gate Bipolar Transistor.
MOSFET	Transistor à effet de champs
MOSCT	Thyristor controlé
Vs	Tensions de source
Is	Courants de source
I inj	Courants harmoniques injectés par FAP
C_{dc}	Capacité de stockage de tension continue
L_f	Inductance de filtre
R	Résistance

LES ACRONYMES

HT	Haute tension
A-b-c	Axedu repaore triphasé
α-β-0	Axe du repaire de concordia

Introduction générale

Les structures de conversion multiniveaux permettent de convertir en moyenne tension et forte puissance. Celles-ci sont construites à partir de cellules de commutations et permettent d'augmenter le courant et la tension en entrée ou en sortie. Ces structures sont appelées multiniveaux car les formes d'ondes des tensions en sortie permettent d'avoir plus de deux niveaux de tension. Les différentes structures peuvent être classées dans différentes catégories tel que la mise en série de pont en H, les convertisseurs multicellulaires série ou parallèle ou encore les structures utilisant le fractionnement du bus continu. Toutes ces structures ont des propriétés et applications différentes, même si certaines structures ont des propriétés communes. Même si l'utilisation de structure de conversion multiniveaux permet de convertir à forte puissance, celle-ci n'est pas toujours aisée. En effet l'augmentation du nombre de niveaux ou de la tension d'entrée implique également une augmentation du nombre de composants semiconducteurs. Et comme Les convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) sont les plus favorisés étant donné leurs avantages technologiques par rapport aux autres topologies de convertisseurs et du fait de leur maturité industrielle, ils se sont imposés maintenant pour différentes applications ou l'on peut les utiliser pour le HVDC qu'est particulièrement avantageuse pour la transmission d'énergie à longue distance et l'interconnexion des réseaux AC asynchrones [1]. La topologie modulaire multiniveaux est une structure d'électronique de puissance construite par la mise en série de sous-modules identiques, composés chacun d'une cellule de commutation et d'un condensateur. Un tel système de conversion pouvant comporter un grand nombre de cellules permet d'augmenter le rendement global et la qualité des signaux en sortie. De plus, il permet d'utiliser des composants basse tension présentant un meilleur comportement dynamique et un rapport qualité-prix bien supérieur aux composants moyenne tension Les convertisseurs modulaires multiniveaux ont un grand potentiel dans les applications à haute puissance [2]. Dans une première partie on fait le tour sur l'aspect général sur les convertisseurs multiniveaux et ses différentes topologies en illustrant leurs avantages ainsi que leurs inconvénients qui font naitre la topologie MMC qu'est avantageuse et mieux adaptée pour les applications à hautes puissances. Dans ce cadre, que ce travail a était tracé et réalisé. Il est présenté en 5 chapitres :

Le 1 er chapitre divisé en deux parties la première partie sera présenté comme un état de l'art sur les perturbations harmoniques dans les systèmes électriques. On définit et classait principalement les perturbations harmoniques et leurs origines et la deuxième partie en montre les stratégies de prévention des perturbations harmoniques en l'utilisation des appareils propres, des dispositifs de filtrage et des filtres hybrides.

Le 2 -ème chapitre comporte à une seule partie nous présentons les objectives du filtrage actif parallèle (FAP) et le dimensionnement de la puissance nominale du FAP triphasé. Pour compenser les harmoniques de courant dans un réseau électrique tri-filaire, nous aborderons la composante contrôle-commande du système FAP et les stratégies d'extraction globale des courants harmoniques avec les différentes techniques d'identifications (La méthode
d'identification des courants perturbés (méthode de puissance imaginaire instantanées p-q).

Le 3 -ème chapitre on va donner un aperçu sur les différentes types et structures des convertisseurs multiniveaux et leurs avantages et les inconvénients. Et dans la deuxième partie on étudie ces convertisseurs MMC : leurs structures, leurs principes de fonctionnement et leurs modélisations, et les technique PWM utilisé ((MLI)- (PS-PWM)), avec les types de sous module et leur algorithme d'équilibrage. Et on finira ce mémoire avec le chapitre quatre qui donner les résultats de simulation pour l'application une des stratégies de commande sur le convertisseur modulaire multiniveaux (MMC) avec le filtre actif parallèle (FAP).
Finalement, nous concluons ce travail par une conclusion générale en proposant quelques perspectives pour l'amélioration de ce travail.

Chapitre 01
Pollution des réseaux électriques et stratégies de dépollution

I. 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, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents 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 voir même les endommager.

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, nous abordons ensuite les différentes stratégies de dépollution de ces harmoniques [3].

I.1 Pollution du réseau électrique :

1.1 Les creux de tension :

Le creux de tension est une diminution de l'impulsion 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. (Figure 1.1)

Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation ou dans les réseaux tant publics que ceux des utilisateurs. Ils apparaissent également lors de manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc…) [4].

Les principales causes des creux de tension sont les perturbations dues `a l'exploitation des réseaux comme la mise sous tension de gros transformateurs, les courts circuits, enclenchement des condensateurs, simple démarrage de gros moteurs...etc. et il a comme effets des perturbations sur les couples pour les machines tournantes, étant donné que celui-ci dépend de la carre de la tension, perturbation d'appareillage électronique, pannes intempestives. . .etc. [5].

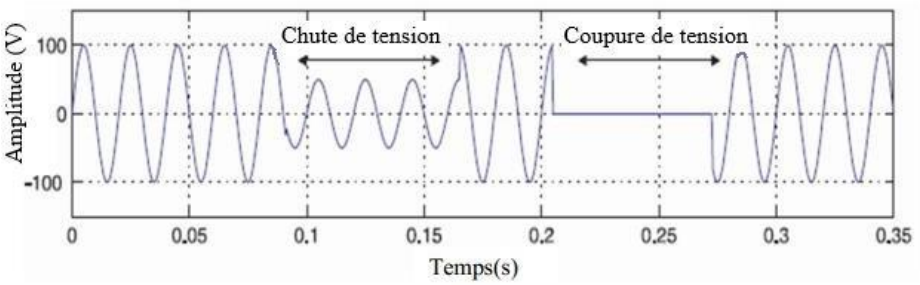


Figure1.1 : Les creux de tension

1.2 La Sur tension :

1.2.1 Transitoire

On appelle surtension transitoire, tout dépassement brusque de l'amplitude de la tension fondamentale de fréquence de 50 Hz. C'est un phénomène bref (de durée de moins de 1s), d'une apparition aléatoire (Figure 1.2) [6].

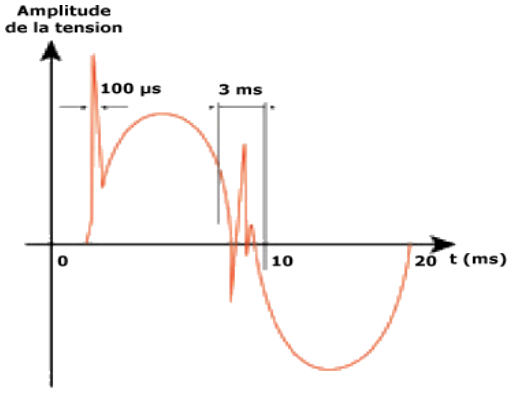


Figure 1. 2: Sur tension transition

1.2.2 Permanente

On appelle surtension permanente, toute augmentation de la tension au-dessus de 10% de valeur nominale qui est maintenue pendant plusieurs cycles de façon permanente (Figure 1.3) [7][8].

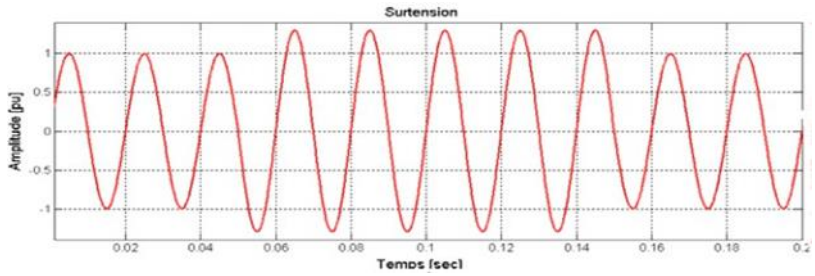


Figure 1. 3 : Surtension permanente.

Les surtensions causent la défaillance des équipements électriques bien que ceux-ci soient bien protégés, la destruction de l'équipement est provoquée lorsque le pic de tension atteint une valeur supérieure à celle supportée par l'appareil. Les surtensions sont de trois natures :

- Les surtensions temporaires,
- Les surtensions de manœuvres,
- Les surtensions atmosphériques.

1.3 Les fluctuations rapides de tension :

Les fluctuations rapides de tension sont des variations aléatoires de la tension dans une bande de +/-10% de sa tension absorbée (machine à souder, four à arc, laminoir,… etc). Ces fluctuations se manifestent aussi par un papillotement de l'éclairage des lampes à incandescence, phénomène appelé « Flicker ».

1.4 Les harmoniques :

Les récepteurs non linéaires tels que fours à arc, éclairages, convertisseurs, redresseurs, ... 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 [9]. Les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installations de forte puissance. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposées aux consommateurs des limites aux harmoniques, engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part.

4.1 Définition :

Un harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou un quantile ayant une fréquence qui est un multiple entier de la fréquence fondamentale. Le domaine des fréquences qui corresponde à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 Hz et 2000 Hz (entre les harmoniques de rangs h=2 et h=40). Il peut exister des inter-harmoniques [10]. (Figure 1.4)

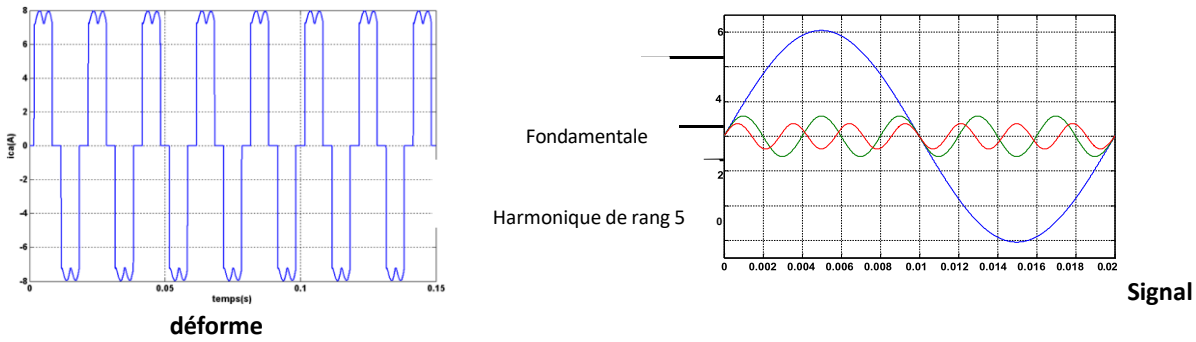


Figure 1. 4 : Décomposition d'un signal périodique.

4.1. Origines des harmoniques :

Les harmoniques sont générées par des charges non linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques : appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc [11].

4.3 . Conséquences des harmoniques :

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau.

Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types [12] :

- Les effets instantanés
- Les effets à terme

4.3.1 Effets instantanés :

Les effets instantanés apparaissent immédiatement sur les équipements [5].

❖ Systèmes électroniques et électromécaniques : on peut citer parmi les effets, le dérangement des commutations des thyristors lorsque les grandeurs harmoniques déplacent le

passage à zéro de la tension, l'augmentation de la marge d'erreur des appareils de mesures, ou encore le déclenchement intempestif des relais de protection.

- ❖ Effets électrodynamiques : la présence d'harmoniques entraine des vibrations et des bruits dans les appareils électromagnétiques. Des couples mécaniques parasites dus aux champs tournants harmoniques donnant des vibrations dans les machines tournantes.
- ❖ Télécommunication : bruit dans les réseaux de télécommunication et nuisance à la qualité de l'image (téléviseur) et du son.

4.3.2 Effet de terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet le plus important est de nature thermique, Il se traduit par un échauffement. Il conduit a une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent a un déclassement des équipements [5].

- ❖ 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 au sur échauffements du neutre et les éléments bobinées (transformateurs ,moteur …..ect)
- ❖ Echauffement des condensateurs : l'échauffement est causé par les pertes due 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.
- ❖ Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs :

Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) 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 courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

4.4 . Les normes internationales :

Afin de protéger les équipements électriques contre les perturbations vues précédemment et de limiter les pertes et les dégâts qui en découlent, des organismes mondiaux, tel que la CEI

(Commission électrotechnique internationale), le Cenelec (Comité européen de normalisation électrotechnique) ou l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), ont élaboré des normes internationales qui doivent être respectées par les consommateurs, dans le but de minimiser la pollution du réseau électrique.

4.4.1Protection contre les harmoniques :

Les émissions des harmoniques par les équipements et les systèmes connectés au réseau sont limités par la série des normes suivante :

- **La norme CEI 61000-2-2 :** elle définit la limite du taux de distorsion individuel de tension pour chaque rang d'harmonique sur les réseaux publiques basse tension (tableau 1.1) [13].

Harmoniques impairs				Harmoniques pairs	
Non multiples de 3		Multiples de 3			
Rang h	Amplitude relative u_h	Rang h	Amplitude relative u_h	Rang h	Amplitude relative u_h
5	6,0 %	3	5,0 %	2	2,0 %
7	5,0 %	9	1,5 %	4	1,0 %
11	3,5 %	15	0,5 %	6 … 24	0,5 %
13	3,0 %	21	0,5 %		
17	2,0 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25	1,5 %				

Tableau 1. 1 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publiques basse tension (norme CEI 61000-2-2).

- **La norme EN 50160 :** le taux global de distorsion harmonique de la tension fournie (incluant tous les harmoniques jusqu'au rang 40) ne doit pas dépasser 8 % [14]. Pour le taux global de distorsion harmonique de courant, il n'existe pas une norme précise, mais avec l'expérience, les ingénieurs et les producteurs d'électricité l'ont limité à 10%.

- **La norme CEI 61000-3-2 :** Cette norme concerne les équipements domestiques, autrement dit, les équipements consommant un courant inférieur ou égale à 16A par phase. Elle fixe les limites des courants harmoniques injectés par ces appareils dans le réseau. Selon la fonction

et la puissance consommée, cette norme traite les équipements électriques en quatre classes [15] :

- Classe A : Appareil triphasé équilibré et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes (tableau 1.2).
- Classe B : Outils portatifs, appareils de soudage à l'arc hors matériel professionnel.
- Classe C : Appareil d'éclairage y compris des dispositifs variateurs de lumière.
- Classe D : Appareil ayant un courant d'entrée à « forme d'onde spéciale » et dont la puissance active d'entrée, P ≤ 600 W.

Rang harmonique	**Courant harmonique maximal autorisé (A) classe A**
Harmoniques impaires	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times \frac{15}{n}$
Harmoniques paires	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times \frac{8}{n}$

Tableau 1. 2 : Limites d'émissions de courants harmoniques des appareils BT de courant ≤16A. (CEI 61000-3-2).

• **La norme CEI 61000-3-4 :** les émissions de courants harmoniques dans les réseaux publics de distribution basse tension pour les matériels ayant un courant assigné supérieur à 16 A sont limités par cette norme [16].

• **La norme CEI 61000-2-4 :** Cette norme est relative aux perturbations conduites dans le domaine de fréquence de 0 kHz à 9 kHz. Elle fournit les valeurs numériques des niveaux de compatibilité pour les réseaux de distribution d'énergie industriels et non publics, à des tensions nominales allant jusqu'à 35 kV et à la fréquence nominale de 50 Hz ou 60 Hz.

Les réseaux de distribution d'énergie sur les navires, aéronefs, plates-formes en mer et chemins

de fer sont exclus (tableau 1.3) [17].

Rang de l'harmonique	**Classe 1 : Matériels et systèmes sensibles**	**Classe 2 : Réseaux industriels**	**Classe 3 : Réseaux industriels perturbés**
2	**2**	**2**	**3**
3	**3**	**5**	**6**
4	**1**	**1**	**1.5**
5	**3**	**6**	**8**
6	**0.5**	**0.5**	**1**
7	**3**	**5**	**7**
8	**0.5**	**0.5**	**1**
9	**1.5**	**1.5**	**2.5**
10	**0.5**	**0.5**	**1**
11	**3**	**3.5**	**5**
Pair, > 10	**0.2**	**0.2**	**1**
13	**3**	**3**	**4.5**
15	**0.3**	**0.3**	**2**
17	**2**	**2**	**4**
19	**1.5**	**1.5**	**4**
21	**0.2**	**0.2**	**1.75**
Impaire, > 21 **et** $= 3n$	**0.2**	**0.2**	**1**
23	**1.5**	**1.5**	**3.5**
25	**1.5**	**1.5**	**3.5**
Impaire, $> 21\ et\ \neq 3n$	$0.2+\frac{12.5}{n}$	$0.2+\frac{12.5}{n}$	$5\times\sqrt{\frac{11}{n}}$
THD	**5%**	**8%**	**10%**

Tableau 1. 3 : Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

4.4.2 Protection contre les phénomènes perturbateurs :

- **La norme EN 50160 :** L'objectif de cette norme est de limiter les phénomènes perturbateurs (creux de tension, fluctuation de tension, coupure…etc.), qui affectent les caractéristiques de la tension en termes de sa fréquence, son amplitude ainsi que sa forme d'onde [14]. Elle limite aussi le taux global de distorsion harmonique de la tension fournie comme a été vu précédemment.

4.5 Representation spectral:

C'est la représentation graphique de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang.

En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental) (figure 1.5).

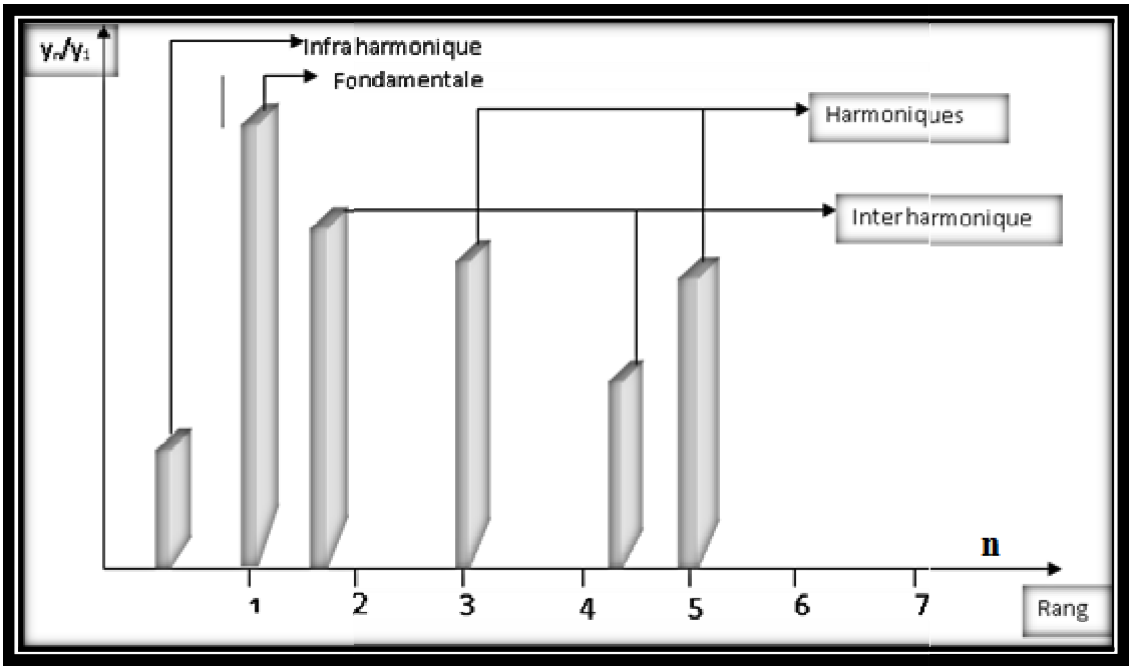


Figure 1.5 : Représentation spectrale d'un signal périodique.

I.3 Méthodes Réductions des harmoniques:

Pour diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux :

1. Du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution ;
1. Du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, classiques et modernes.

Ils existent plusieurs méthodes classiques de dépollutions des harmoniques et qui sont :

- Augmentation de l'indice de modulation ;
- Inductance de lissage des courants ;
- Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- Confinement des harmoniques ;

- L'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques [3, 4,5]
- Filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs [3,6].

Comme les filtres passifs sont importants dans la pratique nous citons les différents types existés:

3.1 Solutions traditionnelles

3.1.1 Filtre résonant :

Le filtre shunt résonant est constitué par la branche R- L-C la (figure 1.6**)** montre clairement le montage de ce dernier dont la fréquence d'accord est placée sur la fréquence de la tension harmonique que l'on veut éliminer**.**

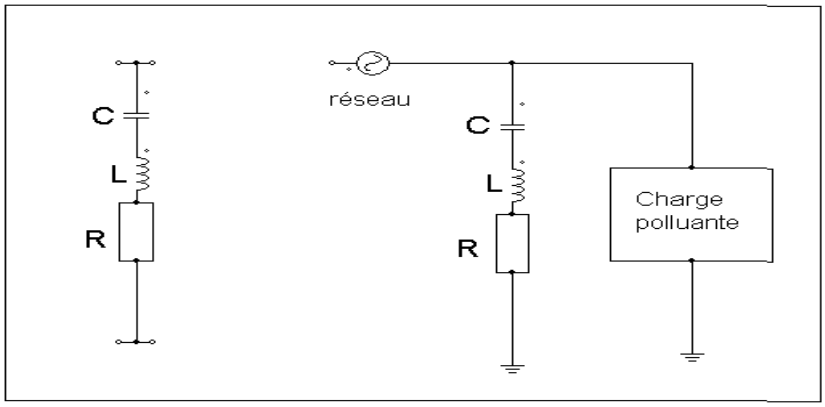


Figure 1.6 : Filtre passif résonant

3.1.2 Filtre amorti *:*

Le filtre passif amorti comprend les mêmes composants que le filtre passif résonant, sauf que la résistance est placée en parallèle avec l'inductance, cette résistance est appelée résistance d'amortissement. (Figure 1.7) montre le montage de ce type de filtre, il n'est efficace que si le rond d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé.

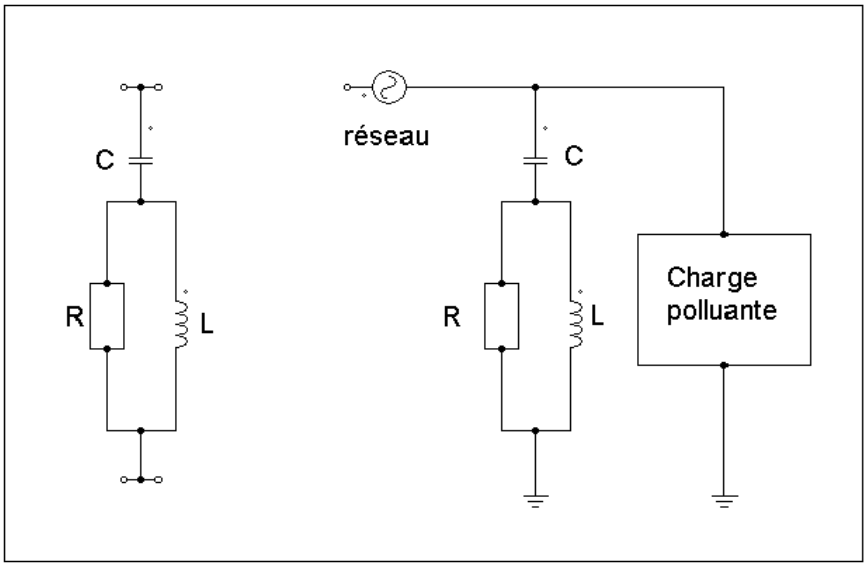


Figure1.7 : Filtre passif amorti

3.2 Solutions modernes :

L'avènement de l'électronique de puissance et l'apparition de nouveaux Semi- conducteurs de puissance tel que MOSCT, MOSFET, IGBT, a fait que de nouvelles méthodes de dépollution des harmoniques viennent remplacer les méthodes traditionnelles. Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomènes de résonance).

Parmi toutes les solutions modernes, on trouve deux types de structures classiquement utilisées:

- Le filtre actif (série, parallèle ou bien encore associant les deux)
- Le filtre actif hybride (série, parallèle).

3.2.1 Filtre actif série (FAS) :

Le rôle d'un FAS est de modifier localement l'impédance du réseau. Il se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation de courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension aux bornes de la charge peut être rendue sinusoïdale. Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [16]

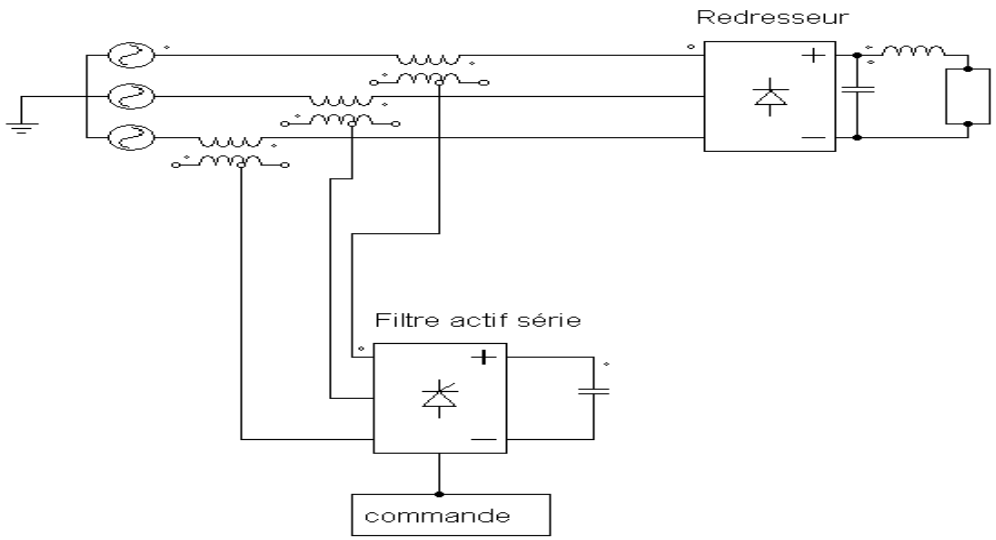


Figure1.8 : Filtre actif série

3.2.2 Filtre actif parallèle (FAP) :

Le FAP se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal [18]

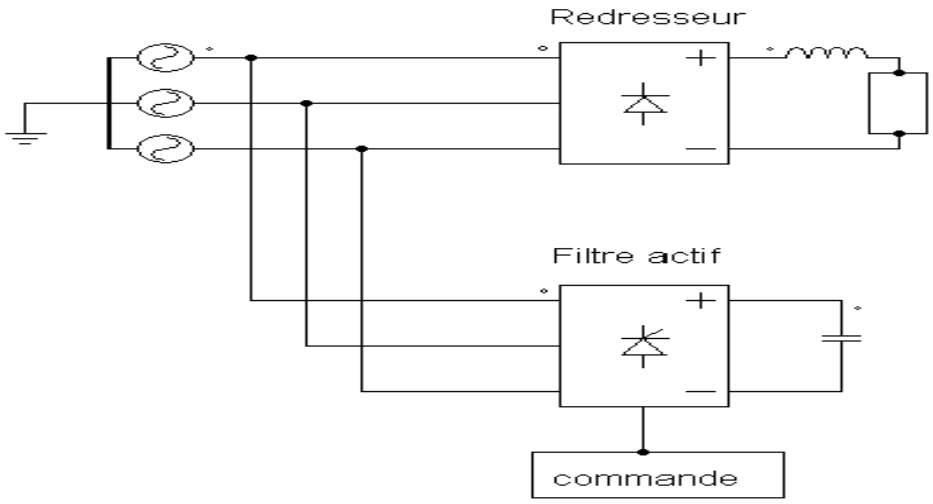


Figure 1.9: Filtre actif parallèle

3.2.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle :

Dans ce cas les éléments du filtre passif sont accordés sur une fréquence élevée afin de compenser les courants harmoniques de rang élevé tandis que le filtre actif s'occupe des harmoniques de basses fréquences [7,8]. Ce type de filtre a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cyclo convertisseur de forte puissance [19].

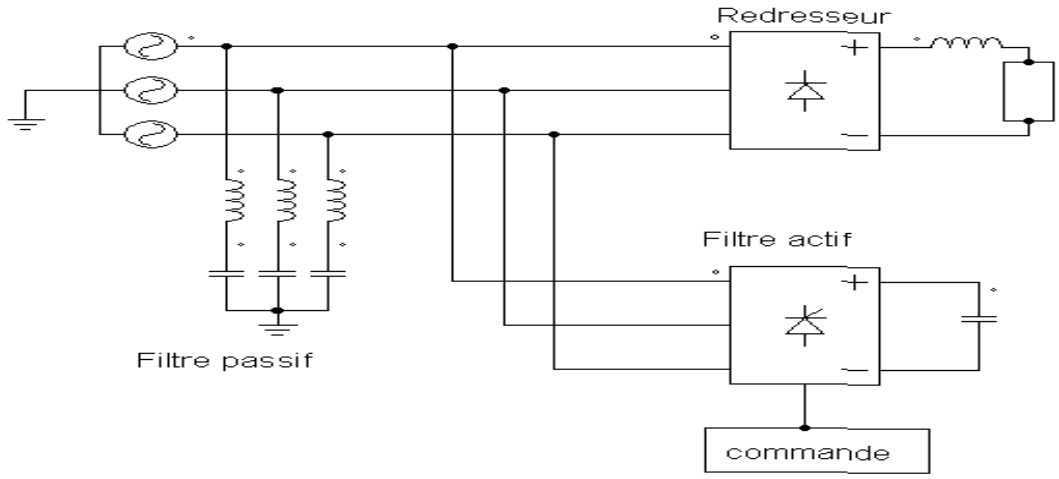


Figure1.10 : Filtre combiné actif parallèle Et passif parallèle

3.2.4 Le filtre actif série avec un filtre passif parallèle :

Le rôle du filtre actif série est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les faire passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences.

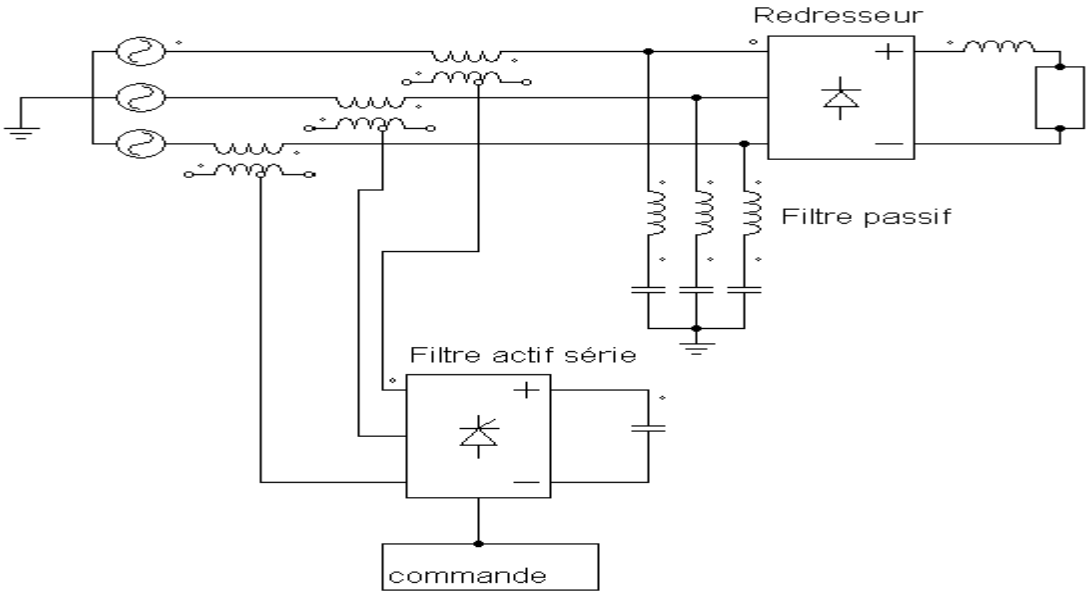


Figure1.11 : Filtre combiné actif Série et passif parallèle

3.2.5 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 tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT. 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. [18]

I.1Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations pouvant affecter la tension du réseau électrique, ces perturbations sont les harmoniques, les déséquilibres de courant et de tension, les creux de tension et les surtensions. Ces perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques pouvant aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements. En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie plutôt portée sur la compensation des harmoniques de courant, et les bonnes performances obtenues par le filtre actif parallèle, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques dans la suite de ce mémoire.

De ce fait, le deuxième chapitre sera consacré à une étude plus approfondie du filtre actif parallèle.

Chapitre 02 :
Filtre Actif Parallèle

II. Introduction

Livraison de l'énergie jusqu'à l'utilisateur en bonne qualité et l'élimination des différents problèmes de réseau sont les premières responsabilités de service de distribution. Donc pour assurer cela, l'innovation des techniques d'amélioration des équipements du système de distribution sont nécessaire. L'un des problèmes les plus importants est les harmoniques et comment filtrer ses perturbations.

Dans ce chapitre nous étudierons les techniques proposer comme des solutions traditionnelles et modernes de l'élimination et de filtrage des harmoniques, et nous allons approfondir l'étude d'un type moderne de filtre c'est un filtre actif parallèle.

I.1 Filtre actif parallèle (FAP) :

1.1 Définition :

Depuis quelques années, le filtrage actif fait l'objet de nombreux travaux de recherché afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques. (Figure 2.1) rappelle la structure générale d'un filtre actif parallèle. Ce filtre peut être décomposé en deux parties : la partie puissance et la partie commande [20].

La première comporte un onduleur, un filtre de découplage et une source de stockage d'énergie. Ces deux derniers éléments déterminent la nature du filtre actif (structure tension ou courant), suivant qu'il est réalisé à l'aide d'un onduleur de tension ou de courant.

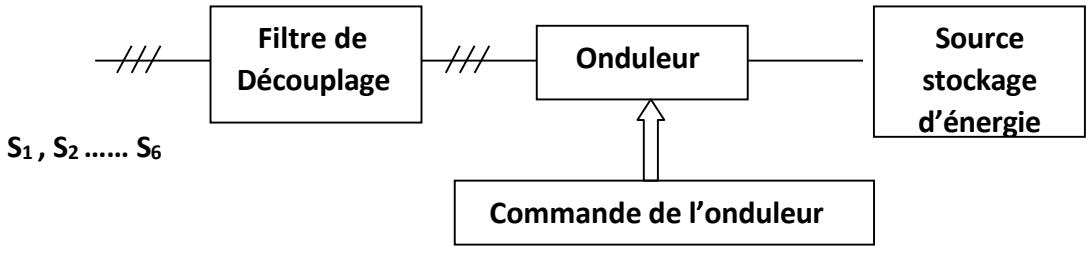


Figure 2.1 : Structure générale d'un filtre actif parallèle

1.2 Principe de fonctionnement du filtre actif :

Les filtres actifs sont composés d'onduleurs qui sont des convertisseurs statiques de puissance. Alimenté par une source de courant ou de tension continue, l'onduleur peut délivrer un courant ou une tension dont le contenu harmonique dépend uniquement de la loi de commande de commutation des interrupteurs [21]. Les filtres actifs agissent donc comme des sources de tension ou de courant harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal.

Le filtre actif peut être connecté au réseau en série ou en parallèle, suivant qu'il est conçu pour compenser les tensions ou les courants harmoniques.

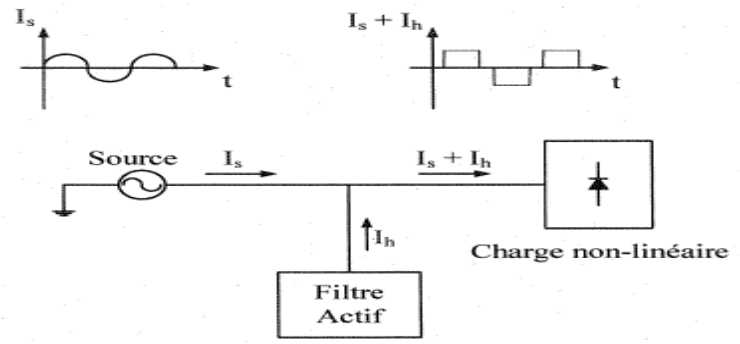


Figure 2.2 : Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle

Ou

Is : Courant de source sinusoïdale (fondamental).

Ih : Courants harmoniques.

1.1 Onduleur triphasé de tension

Pour éliminer les harmoniques du signal extrait de la charge (courant ou tension), une option populaire consiste à utiliser un onduleur de tension contrôlé par le courant. Notre recherche utilise un onduleur de source de tension à deux niveaux, illustré à la (Figure. 2.3), car il possède un seul élément de stockage d'énergie (condensateur) et le moins de commutateurs

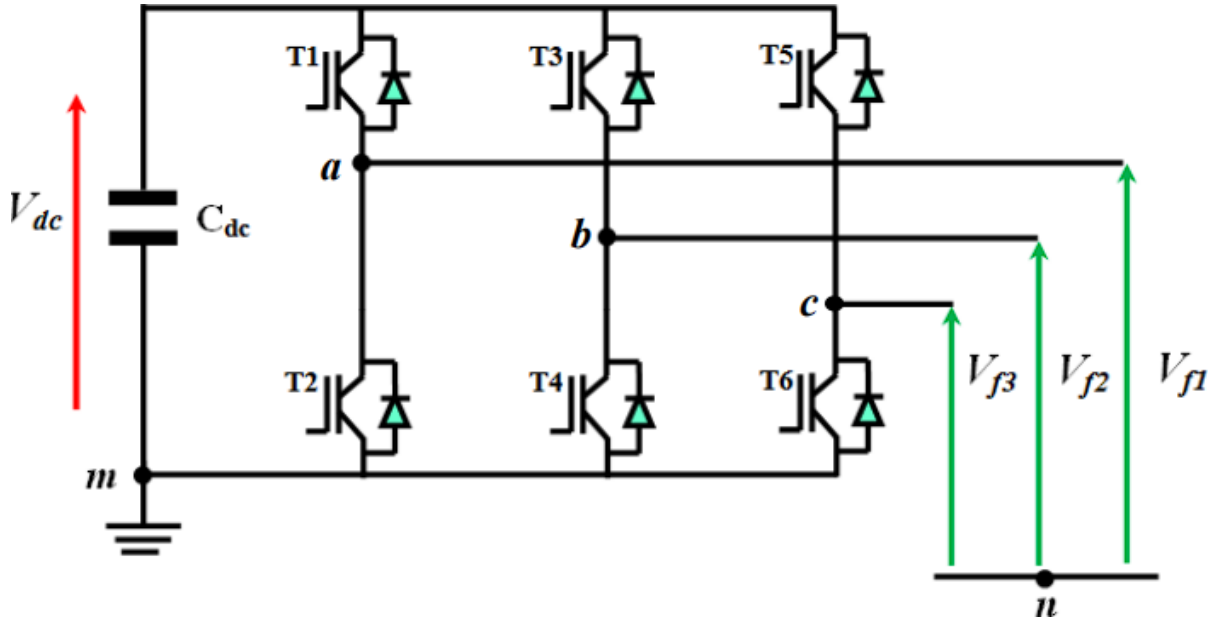


Figure 2. 3 : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

1.4 Inductance de Couplage:

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et lui faire remplir le rôle de source de courant, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive. La fonction de ce filtre permet d'une part de convertir le compensateur en un dipôle de courant du point de vue du réseau, et d'autre part à limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler. Dans la plupart des cas, Le filtre utilisé en sortie de l'onduleur est une inductance qui s'appelle inductance de couplage ou inductance de lissage. Cette inductance est un paramètre important parce qu'avec une fréquence de commutation élevée, il faut régler le niveau d'ondulation du courant de compensation à injecter. Pour un filtrage performant, les interrupteurs du convertisseur doivent être commandés parfaitement. Le contrôle de la forme d'onde du courant est limité par la fréquence de commutation du convertisseur et aussi par la tension disponible de l'inductance. Pour une fréquence de commutation élevée et une faible puissance, l'inductance doit suffisamment être faible pour être capable de suivre la vitesse de changement du courant de compensation. D'autre part, pour une puissance et une fréquence de commutation faibles, l'inductance doit être de grande valeur pour ralentir la vitesse de changement du courant de compensation.

Cette inductance est dimensionnée pour satisfaire la garantie de la dynamique du courant de compensation et empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique [22].

À partir de la relation caractérisant le courant du filtre actif donnée ci-dessous (2.1), nous allons obtenir un modèle mathématique regroupant les caractéristiques citées ci-dessus pour le calcul de

l'inductance L_f du filtre de sortie [25] :

$$L_f \frac{di}{dt} = -R_f\, i_f + V_{dc} - V_s \qquad 2.1$$

$$L_f \frac{di}{dt} = V_{dc} - V_s \qquad \rightarrow \qquad \frac{di_f}{dt} = \frac{V_{dc} - V_s}{L_f} \qquad 2.2$$

La variation maximale du courant du filtre actif :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right) max = \frac{V_{dc} - V_{s\,max}}{L_f} \qquad 2.3$$

Avec $V_{dc} = 2.5\, V_{s\,max}$.

$$\frac{\Delta i_{f\,max}}{\Delta T} = \frac{V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2.5}}{L_f} = \frac{V_{dc}\left(1 - \frac{1}{2.5}\right)}{L_f} = \frac{1.5 V_{dc}}{2.5 L_f}$$

$$L_f = \frac{1.5 V_{dc}}{2.5 \Delta i_{f\,max} \times f_{ond}} \qquad 2.4$$

Avec :

- $\Delta i_{fmax} = 60\%\, i_{s\,max}$.
- $V_{k\,max} = V_{dc}$: La valeur maximale de la tension à la sortie de l'onduleur.
- V_{dc} : La tension continue aux bornes du condensateur de stockage.
- $V_{s\,max}$: La valeur maximale de la tension simple du réseau.
- $\Delta T = \frac{1}{f_{ond}}$: La période de variation du courant harmonique de haute fréquence.
- $fond$ Est la fréquence des harmoniques générés par la commutation des IGBTs de l'onduleur. Une valeur très grande de cette fréquence diminue l'efficacité du filtre de sortie mais améliore sa dynamique.

En appliquant, et en choisissant une fréquence de f_{ond} = 12698 Hz, on trouve $\boldsymbol{L_f}$ = $\mathbf{10\ mH}$:

$$L_f = \frac{1.5 \times 800}{2.5 \times 0.6 \times 9 \times 12698} = 10mH$$

1.2Condensateur du stockage d'énergie

Dans un système de filtre actif, un réservoir capacitif représenté par le condensateur C_{dc} agit comme une source de tension continue V_{dc} . La dynamique du système et la qualité de la compensation dépendent largement du choix des paramètres de stockage (V_{dc} et C_{dc}) [23]. Un V_{dc} élevé améliore la dynamique du filtre actif, tandis que le choix de C_{dc} détermine les ondulations de la tension continue V_{dc} qui peuvent impacter la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

Par conséquent, il est crucial de sélectionner des valeurs appropriées pour V_{dc} et C_{dc} afin d'optimiser les performances du filtre actif. Typiquement, la tension du condensateur du bus continu (V_{dc}) correspond à l'énergie immédiate stockée dans le filtre actif parallèle. Ainsi, le niveau V_{dc} est intentionnellement fixé au-dessus de la tension de crête du réseau pour s'adapter aux fluctuations de la demande de charge. Il existe plusieurs méthodes pour calculer le V_{dc} idéal, Dans notre cas, la valeur efficace de la tension simple du réseau est $V_s = 220\text{V}$. Ce qui correspond à une tension maximale de $V_{s\,max} = 311\text{V}$.

On choisit une tension $V_{dc} = 2{,}5 \times V_{s\,max} \rightarrow V_{dc} = 2{,}5 \times 311 = 777{,}5\text{V}$. On prend alors

$\boldsymbol{V_{dc} = 800V}$.

Le (C_{dc}) est choisie selon l'augmentation de la composante fondamentale du courant de la charge, l'énergie stockée dans le condensateur doit être libérée immédiatement pour compenser l'augmentation de la puissance consommée par la charge. [24]

Il y a plusieurs méthodes pour dimensionner la valeur de C_{dc}, dans notre étude nous avons utilisé une méthode qui se base sur l'utilisation du raisonnement du calcul du rapport des puissances apparentes [24] (voir Annexe) :

$$\frac{Sfiltre}{Scharge} = \frac{\sqrt{Qc^2+Dc^2}}{\sqrt{Pc^2+Qc^2+Dc^2}} = 0.2968 \qquad 2.5$$

En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois inférieure à celle de la tension du réseau [25], et en fixant le taux d'ondulation de la tension continue à $\Delta V_{dc} = 2\%$, la relation est la suivante :

$$Cdc \geq \frac{2\times 0.3036 Pc}{6fr(Vdc\,max^2+Vdc\,min^2)} \qquad 2.6$$

$$Cdc \geq \frac{2\times 0.3036\times 6318}{6\times 50\times(808^2-792^2)} = 499\mu\text{F}.$$

On prendre alors Cdc = 500 µF.

1.3 Techniques d'identification des harmoniques de références :

Les interrupteurs à semi-conducteurs de l'onduleur s'appuient sur des signaux de référence pour l'ouverture et la fermeture. Ces signaux sont générés par des algorithmes de contrôle qui peuvent être classés en temps, en fréquence. Les méthodes d'identification des grandeurs harmoniques sont organisées en deux domaines selon leurs domaines de calcul :

- Domaine fréquentiel
- Domaine temporal

6.1. Domaine fréquentiel

Les techniques employées dans ce domaine reposent sur l'analyse de Fourier, qui est employée pour isoler les signaux de compensation des grandeurs déformées telles que les courants ou les tensions. Dans un premier temps, la transformée de Fourier est utilisée pour différencier les composantes harmoniques de compensation des signaux harmoniques polluants. Ensuite, les composantes harmoniques de compensation sont combinées pour former les points de consigne. [26]

Pour assurer une compensation adéquate, il est typiquement nécessaire de maintenir la fréquence de découpage des semi-conducteurs de filtrage actif au double des fréquences harmoniques.

L'utilisation de la transformée de Fourier, un système d'équations non linéaires, peut être un calcul ardu avec un retard conséquent dans le temps de réponse. Cette catégorie de techniques comprend :

6.1.1 Méthodes de Fast Fourier Transform (FFT) :

En utilisant la méthode Fast Fourier Transform (FFT), la composante fondamentale d'un signal peut être supprimée, permettant la restauration de la composante harmonique. Ceci est réalisé en mettant en œuvre la technique FFT inverse pour récupérer le signal final dans le domaine temporel. [27]

La génération de coefficients de Fourier nécessite que le système prélève des échantillons de période complète, ce qui entraîne un retard de réponse. Par conséquent, cette technique est mal adaptée aux systèmes qui subissent des changements rapides dans le temps et n'est viable que pour ceux qui évoluent lentement. [27]

6.1.2 Technique de la multiplication sinusoïdale :

Pour éliminer les harmoniques d'ordre élevé, une onde sinusoïdale de fréquence fondamentale est utilisée pour multiplier le signal. Le produit résultant subit une intégration avant de passer à travers un filtre passe-bas. Cette technique est efficace pour éliminer les harmoniques indésirables, mais le processus reste lent, prenant plus d'un cycle complet pour se terminer. [28]

6.2. Domaine temporal:

La compensation des harmoniques de courant/tension et des fluctuations dans les bus CC à filtre actif implique des algorithmes de compensation dans le domaine temporel qui reposent sur la détermination instantanée des amplitudes de compensation, de la puissance réactive et des fluctuations du bus CC à filtre actif. L'objectif ultime est d'éliminer les courants harmoniques et de corriger les facteurs de puissance, ce qui peut être réalisé grâce à différentes approches telles que l'inclusion de composants réactifs. Plusieurs algorithmes, y compris la méthode de puissance instantanée [27], la méthode d'identification basée sur la détection du courant de charge, l'algorithme d'identification basé sur le filtre Notch, la méthode de référence synchrone "Park" et l'algorithme d'identification basé sur un filtre multi variable, entrent dans cette catégorie. Pour mieux comprendre et comparer ces méthodes, un exemple explicatif sera fourni.

6.2.1 Méthode de la puissance instantanée (*p-q*)

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation (2.7).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} + D^2 \qquad 2.7$$

En utilisant la transformation $(\alpha - \beta)$, il devient possible de calculer les puissances réelles et imaginaires. Les termes (V_α, V_β) et (i_α, i_β) font référence aux composantes perpendiculaires de la référence $(\alpha - \beta)$ affectées respectivement aux tensions de connexion du filtre actif parallèle (V_s) et aux courants consommés par les charges contaminées (i_{ch}). En utilisant la transformation triphasée $(\alpha - \beta - 0)$, nous pouvons exprimer la relation tension-courant comme suit :

$$\begin{bmatrix} v0 \\ v\alpha \\ v\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vs1 \\ vs2 \\ vs3 \end{bmatrix} \qquad 2.8$$

$$\begin{bmatrix} i0 \\ i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ic1 \\ ic2 \\ ic3 \end{bmatrix} \qquad 2.9$$

L'expression de la puissance active instantanée notée $P(t)$ est donnée comme suit :

$$P(t) = v_{s1}.i_{c1} + v_{s2}.i_{c2} + v_{s3}.i_{c3} = p(t) + p_0(t)$$
$$P(t) = v_\alpha.i_\alpha + v_\beta.i_\beta$$
$$p_0(t) = v_0.i_0 \qquad 2.10$$

Avec : $p_0(t)$ la puissance homopolaire instantanée

La transformation $(\alpha - \beta - 0)$ offre l'avantage d'isoler les séquences homopolaires de la structure de courant ou de tension triphasée. De même, la puissance imaginaire instantanée peut être exprimée de la manière suivante :

$$q(t) = -[(v_{s1} - v_{s2}).i_{c3} + (v_{s2} - v_{s3}).i_{c1} + (v_s v_{s1}).i_{c2}]\sqrt{3}$$
$$= v_\alpha.i_\beta - v_\beta.i_\alpha \qquad 2.11$$

En utilisant les connexions trouvées dans (2.10) et (2.11), nous pouvons formuler la corrélation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vartheta s\alpha & \vartheta s\beta \\ -\vartheta s\beta & \vartheta s\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ic\alpha \\ ic\beta \end{bmatrix} \qquad 2.12$$

Typiquement, les puissances p et q possèdent chacune un segment continu et un segment alterné. Cela nous permet de formuler l'expression suivante :

$$\begin{cases} p = \tilde{p} + \bar{p} \\ q = \tilde{q} + \bar{q} \end{cases} \qquad 2.13$$

Avec :

1. P représente la puissance en courant continu associée aux constituants primaires opérationnels du courant et de la tension.

2. Q symbolise un flux d'énergie ininterrompu qui correspond à la base réactive de la tension et du courant.
3. Le troisième point indique qu'il existe une corrélation entre les puissances alternatives de P et Q et les composantes perturbatrices combinées du courant et de la tension, comme détaillé dans la référence [29].

En inversant la relation (2.12), le calcul des courants perturbateurs est effectué et le courant de référence (*a-b*) peut être recalculé à l'aide de l'équation (2.14) :

$$\begin{bmatrix} ic\alpha \\ ic\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\vartheta s\alpha^2 + \vartheta s\beta^2} \begin{bmatrix} \vartheta s\alpha & -\vartheta s\beta \\ \vartheta s\beta & \vartheta s\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad 2.14$$

A la réflexion des équations (2.13) et (2.14), il est possible de démêler le courant traversant la marque $(\alpha - \beta)$ en un trio de composantes. Ceux-ci incluent à la fois les éléments actifs et réactifs à la fréquence fondamentale, ainsi que les harmoniques. Cette séparation se traduit par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmonique}} \quad 2.15$$

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

L'expression indique clairement que la séparation des termes continus des puissances réelles et imaginaires instantanées dans le repère $(\alpha - \beta)$ aboutit à l'identification des composantes courantes. En utilisant la transformation inverse $(\alpha - \beta)$ fournie dans la relation (2.16), les courants de référence (i_{ch_ref}) les courants de perturbation triphasés qui représentent les courants identifiés peuvent être calculés :

$$\begin{bmatrix} \mathrm{i}_{\mathrm{ch_ref\,1}} \\ \mathrm{i}_{\mathrm{ch_ref2}} \\ \mathrm{i}_{\mathrm{ch_ref3}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathrm{i}_{\mathrm{ch}\alpha_\mathrm{ref}} \\ \mathrm{i}_{\mathrm{ch}\beta_\mathrm{ref}} \end{bmatrix} \quad 2.16$$

La figure 2.4 suivante représente la modélisation de cette méthode sous Simulink de Matlab :

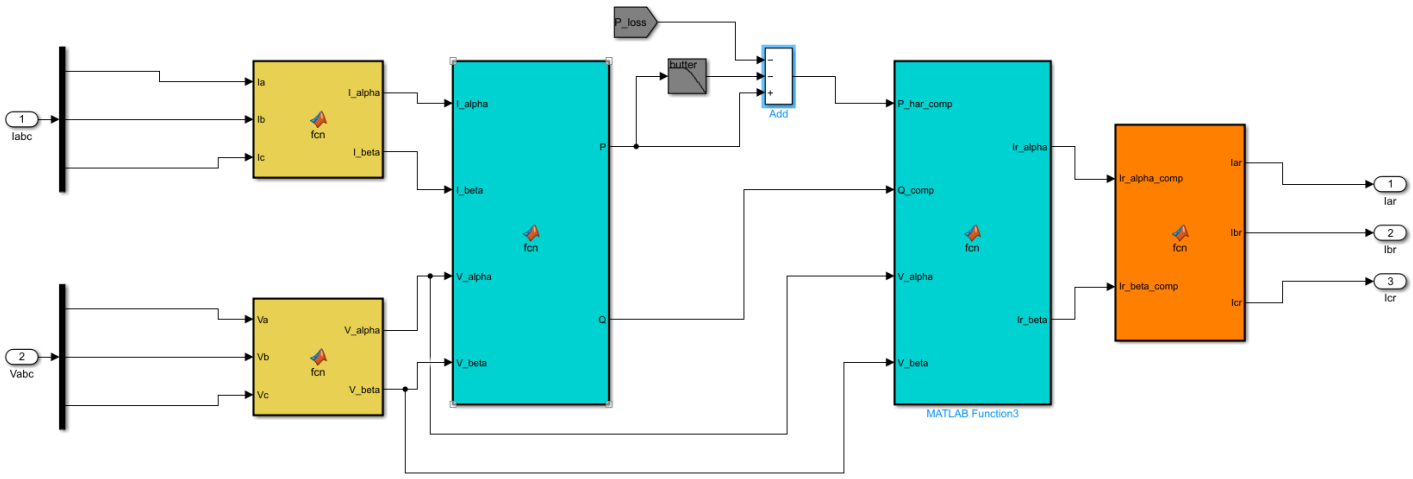


Figure 2.4 : Implantation de la méthode PQ sous Simulink.

6.2.2 Technique d'identification basée sur la détection du courant de charge (*DCC*) :

Comme indiqué dans la référence [30], le principe fondamental de cette technique est :

1. Identification des courants harmoniques de la charge $(i_{ch1,}i_{ch2,}i_{ch3})$.
2. Détermination du niveau actuel de courant (I_{s-max}).
3. En introduisant une onde sinusoïdale en synchronisation avec la tension secteur, le courant de référence du filtre actif parallèle peut être dérivé. Cela se fait en alignant l'image du courant secteur avec la tension et en séparant cette dernière du courant de charge.

6.2.2.1 Détermination de la valeur I_{s-max} :

La méthodologie de transformation $(\alpha - \beta)$ peut être utilisée pour calculer l'amplitude de la composante fondamentale de tout courant de charge donnée.

6.2.2.2 Principe de la méthode :

Pour déterminer les deux composantes (i_α) et (i_β), nous transformons $(\alpha - \beta)$ les courants de charge du système triphasé. Une fois cette transformation terminée, chaque composant est passé à travers un filtre passe-bas pour extraire ses composants fondamentaux.

La détermination de la valeur maximale du courant de la source de référence nécessite de trouver la racine carrée de valeurs spécifiques. Une fois cette valeur établie, la multiplier par le sinus sinusoïdal de phase appropriée $(\omega t + \emptyset)$ donne la référence de courant de source (i_s). L'extraction de ce courant du courant de charge nous fournit alors le courant de référence pour le filtre actif.

Pour isoler les courants sous-jacents (i_α) et (i_β), chacun doit traverser un filtre passe-bas du quatrième ordre avec une fréquence de coupure de $(f_c = 50Hz)$. La fonction de transfert identique

des deux filtres assure la cohérence de leur sortie :

$$F(s) = \frac{K}{(1+\tau S)^4} \qquad 2.17$$

6.2.3 Méthode de référentiel synchrone Park (d-q) :

1.7.1 Limitations principales :

1.7.1.1 Coût élevé :

Au cœur de cette technique se trouve la conversion d'un système de courant ou de tension triphasé en un système biphasé, à travers une référence orthogonale $(d-q)$ qui tourne à une fréquence spécifique (ω) [31]. Pour un filtrage efficace avec compensation d'énergie réactive,

La fréquence du réseau biphasé doit être identique à celle du réseau triphasé. Il en résulte deux composantes de courant, d et q, comprenant une composante constante et une composante variable (alternative). Alors que la composante alternative représente l'amplitude du courant pollué, la composante constante reflète l'amplitude évolutive de la pulsation.

1.7 Problème avec ces FAPs :

L'affirmation selon laquelle les filtres actifs parallèles ne peuvent pas être utilisés sur les réseaux haute tension en théorie, mais en pratique, cela pose plusieurs problèmes majeurs :

- Les composants de puissance (IGBT, MOSFET, etc.) nécessaires pour fonctionner à haute tension sont très coûteux.
- Le filtrage actif à haute tension nécessite souvent l'utilisation de convertisseurs multiniveaux, augmentant encore la complexité et le coût.

1.7.1.2 Complexité de l'isolation :

- À haute tension, l'isolation galvanique entre les différentes parties du système devient difficile et cruciale pour la sécurité.

1.7.1.3 Rendement énergétique :

- Les pertes par conduction et commutation augmentent avec la tension, rendant le rendement énergétique du filtre moins intéressant à ces niveaux de tension.

1.7.1.4 Fiabilité et maintenance :

- Plus la tension est élevée, plus les risques de défaillances des composants de puissance augmentent, et la maintenance devient plus délicate et coûteuse.

II.2 Conclusion :

Finalement, nous avons pu présenter et définir, dans ce chapitre, la plupart des éléments constituant la structure générale du filtre actif parallèle. Cette structure se partage en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle-commande. dans la troisième chapitre on exprimera les critères qui nous guide dans le choix de chacun des éléments des parties concernées. Ainsi, nous pourra fixer le choix des éléments de la partie contrôle commande, tels que la méthode d'identification des courants perturbés, la commande de l'onduleur et la régulation de la tension continue, de même que ceux de la partie puissance, comme l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortiePour surmonter ce phénomène, de nombreuses solutions de traitement traditionnelles et modernes ont été introduites. Nouvelles techniques de filtrage actif sont utilisées ces dernières années : nous avons présenté une étude sur les filtres d'harmoniques actifs. Nous avons également choisi la méthodes de courant pour leur simplicité : la méthode des puissances active et réactive instantanées PQ et nous avons décrit le techniques de commande hystèrèsis pour la simplicité de controle et le contrôleur PI.

Chapitre 03 :

Modélisation et simulation convertisseur MMC

III. Introduction :

Avant de commencer l'exploration de nouvelles topologies de convertisseur, il est nécessaire de présenter les structures de conversion multiniveaux les plus classiques. L'histoire de la conversion multiniveaux commence dans les années 60. La première structure décrite est une mise en série de pont en H, Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC). Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveau pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Après la présentation des différentes structures des convertisseurs multiniveaux, nous avons choisi le convertisseur modulaire multiniveaux, des efforts importants ont été consacrés à la modélisation de la MMC et a l'analyse du comportement du circuit du convertisseur, différentes approches de modélisation pour le convertisseur modulaire multiniveau (MMC) ont été réalisées dans la littérature on s'intéresse à sa modélisation.

III.1 Les convertisseurs multiniveaux

1.1 Définition :

Dans les années 60 La première structure des convertisseurs multiniveaux est la mise en série de pont en H. Puis, la structure NPC ou le convertisseur clampé par le neutre dans la fin des années 70[13]. Cette structure (NPC) est considérée comme la première topologie des convertisseurs multiniveaux pour des applications de moyennes puissances A partir, denombreuses études ont été proposées pour étudier les propriétés de la structure NPC et ses évolutions possibles. Dans les années 90, les chercheurs proposent une nouvelle structure dite convertisseurs multicellulaires série aussi connu dans la littérature sous le nom de (Flying Capacitor) (FC).

1.2 Résumé des caractéristiques des convertisseurs multiniveaux usuels :

Les principaux avantages et inconvénients des trois structures de puissance présentées précédemment sont listés dans le Tableau 4 [32][33][34].

Structure	Avantages	Inconvénients
NPC	▪ Design simple et nécessitant une seule source de tension DC isolée ▪ Produit peu d'harmoniques et permet de réguler le réactif	▪ Le nombre de semi-conducteurs augmente quadratiquement ▪ Difficulté de régulation des tensions des capacités, notamment pour des transferts de puissance actives pures [33] ▪ Aucune redondance donc vulnérabilité aux défauts
FC	▪ Le convertisseur avec le moins de composants actifs ▪ Bonne redondance, ce qui permet d'équilibrer les capacités, et la tolérance aux défauts	▪ Le nombre de condensateurs augmente quadratiquement ▪ Plus couteux et volumineux que les NPC ▪ Complexité de la commande quand N augmente
CHB	▪ Chaque cellule rajoute deux niveaux de tensions supplémentaires au lieu d'un seul ▪ Très forte modularité et redondance ▪ Le moins cher et volumineux dû à son faible nombre de composants	▪ Nécessité d'utiliser des sources de tensions isolées entre elles (absence de bus DC) ce qui contraint l'usage du convertisseur (cellules PV par exemple)

Tableau 3. 1 : Les principaux avantages et inconvénients des trois structures de puissance

De nombreuses structures hybrides de convertisseurs multiniveaux qui allient les points forts des technologies précédentes ont été proposés dans la littérature ([36][37][38][39]).

La topologie étudiée dans cette thèse dite Modulaire Multiniveaux est une variante bien spécifique des convertisseurs cascadés comme le CHB. Il possède des caractéristiques très attractives qui en font un candidat adéquat pour les applications haute tension

III.2 Convertisseur Modulaire Multiniveaux (MMC) :

2.1 Topologie MMC

La structure générale d'un MMC est constituée de trois bras, chacun d'eux se compose de deux demi -bras par phase-jambe, un demi -bras supérieur et un demi-bras inférieur. Le demi - bras supérieur et le demi -bras inférieur sont respectivement désignés par les sous-indices "u" et "p". Chaque bras comprend n sous-modules nominalement identiques (SMs) connectés en série avec un ensemble résistance-inductance, comme illustré sur la figure 1. A l'intérieur des bras, chaque sous-module est contrôlable individuellement. Le convertisseur peut donc agir comme une source de tension contrôlable, avec un grand nombre d'échelons de tension discrets disponibles. Alors que les SMs de chaque bras sont contrôlés pour générer la tension de phase requise, l'inductance du bras filtre les composants hauts fréquence dans le courant de bras et est principalement utilisé en cas de court-circuit continu pour limiter la pente du courant continu [40][41].

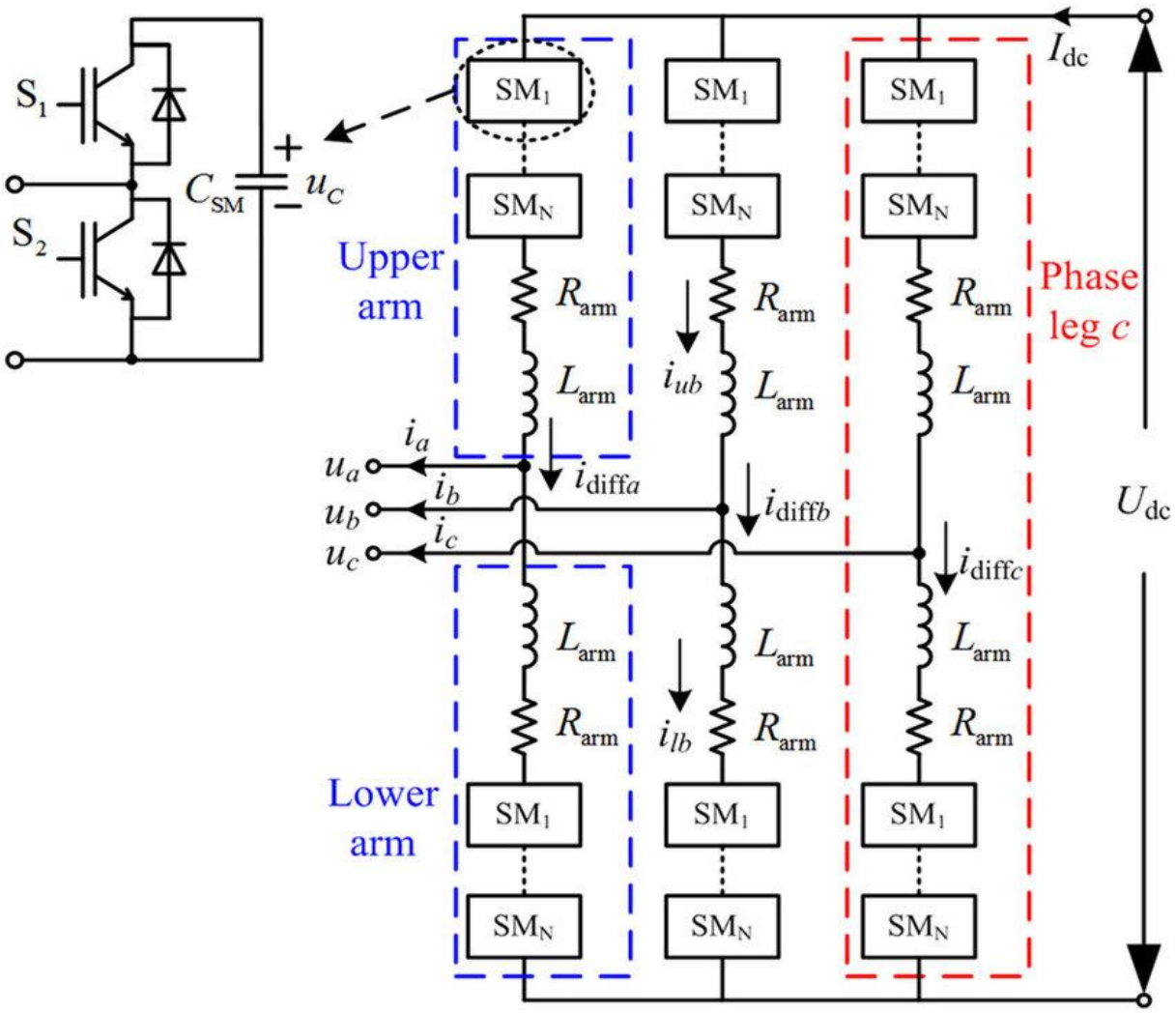


Figure 3.1 : Structure générale d'un MMC triphasé

Pour les sous modules SM, généralement, la structure à demi-pont est largement utilisée (Fig3.2). Cela est dû à la présence de deux commutateurs seulement dans le SM, ce qui réduit le nombre de composants et une plus grande efficacité pour le MMC.

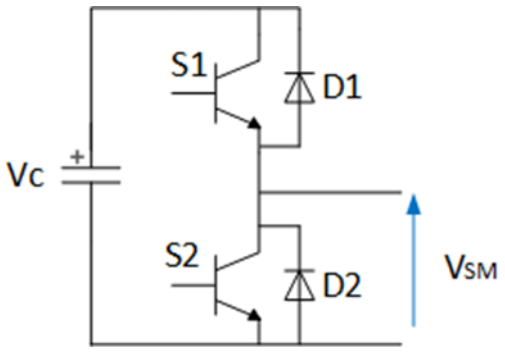


Figure 3.2 : Structure demi -pont du sous module d'un MMC [40].

Pour le fonctionnement d'un SM demi -pont, Lorsque l'interrupteur S1, est fermé, la tension de SM est égale à Vc, et on dit que le SM est inséré. Lorsque l'interrupteur S2 est fermé, la tension de SM est égale à zéro et on dit que le SM est contourné. De plus, lorsque le courant s'insère à partir de la polarité positive du condensateur, le condensateur est chargé et lorsque le courant s'insère à partir de la polarité négative du condensateur, le condensateur est déchargé. La figure (3.3), illustre les différents modes de fonctionnement d'u SM en fonction des états des deux transistors qui le composent. Le tableau (3.2) illustre les 4 états du sous- module en fonction du sens du courant [43] [44].

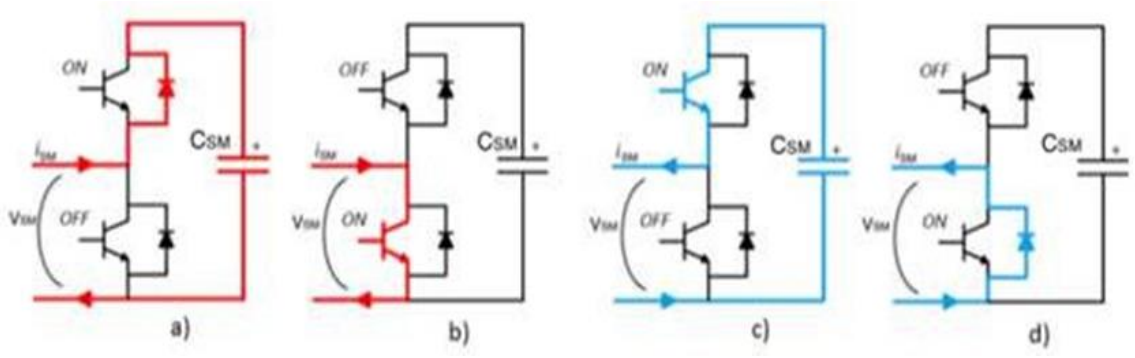


Figure 3.3 : Etats de fonctionnement des transistors du sous-module d'un MMC [44].

Etats des interrupteurs		Tension de sortie V_{SM}	Polarité de i_{sm}	Statut de C_{SM}
1	S2			
On	Off	V_c	+	Chargement
Off	On	0	+	Contournée
On	Off	V_c	-	Déchargement
Off	On	0	+	Contournée
On	On	Capacité court-circuitée		
Off	Off	Etats bloqué		

Table 3.2 – Les différents états d'un sous-module demi -pont

2.2 Modélisation et contrôle d'un MMC.

Le MMC agit comme un redresseur qui convertit la tension alternative du réseau en une tension continue. En cas d'inversion du flux de puissance, la MMC passe pour agir comme un onduleur qui faisant passer la tension continue de l'étage d'entrée en tension alternative à la fréquence du réseau électrique.

Pour mieux analyser le modèle de la MMC côté moyen tension, considérant un seul bras correspondant à une seule phase, figure (2.4), (le comportement est identique pour les autres phases). Chaque demi-bras comporte un nombre N de SM. Le nombre des SM est défini en fonction de la tension du réseau d'entrée, la tension supportée par les transistors du SM et par le nombre de niveaux de tension voulu. La valeur de tension aux bornes du condensateur d'un SM est donnée, en fonction de la tension continue à la sortie du MMC et le nombre des SM d'un demi -bras [45], comme suivant :

$$V_{cSM} = \frac{V_{dc}}{\mathrm{N}} \qquad 3.1$$

2.3 Modèle du MMC dans le référentiel naturel triphasé :

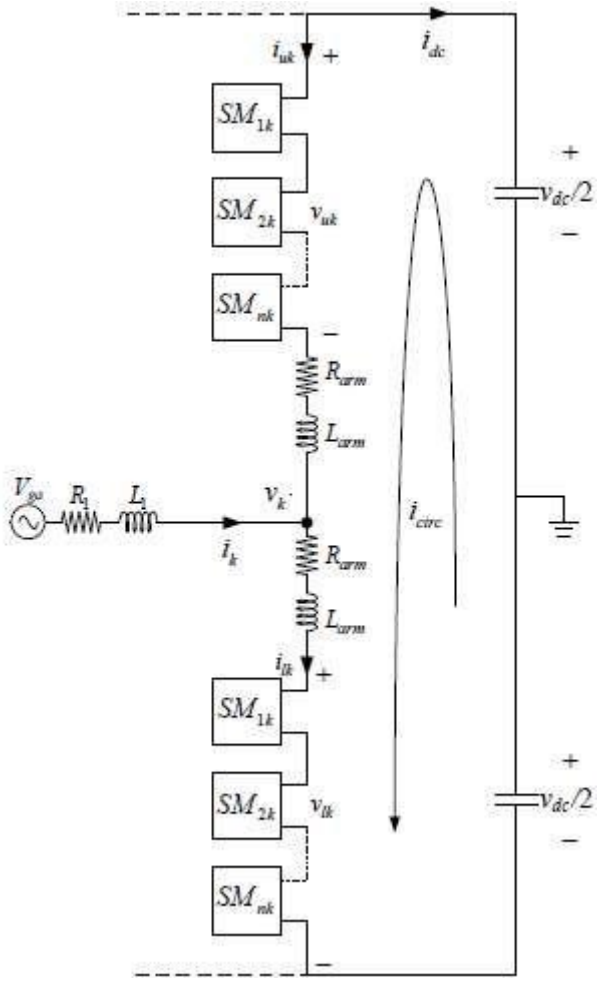


Figure 3.4 : Schéma représentatif du bras d'un MMC triphasé.

En considérant le schéma du bras du MMC (Figure. 3.4), l'application des lois des mailles donne les équations caractérisant le comportement du MMC comme suit [46]. [47]. Pour les courants des demi-bras supérieur et inférieur, ils s'expriment par :

$$i_{uk} = i_{circ} - \frac{i_k}{2} \quad 3.2$$

$$i_{lk} = i_{circ} + \frac{i_k}{2} \quad 3.3$$

Avec :

- i_{uk} et i_{lk} : Sont, respectivement, les courants des demi-bras supérieur et inférieur de la phase k ($k = a, b, c$).

- i_k : C'est le courant de la phase k coté réseau donné par :

$$i_k = i_{lk} - i_{uk} \quad 3.4$$

- i_{circ} : C'est le courant de circulation qui peut être obtenu en additionnant (3.2) et (3.3) :

$$i_{circ} = \frac{i_{uk}+i_{lk}}{2} \quad 3.5$$

Pour les différentes tensions, caractérisant le bras du MMC, ils s'expriment par :

$$\begin{cases} V_{uk} + R_{arm} i_{uk} + L_{arm} \frac{di_{uk}}{dt} + V_k - \frac{V_{dc}}{2} = 0 \\ V_{lk} - R_{arm} i_{lk} - L_{arm} \frac{di_{lk}}{dt} - V_k - \frac{V_{dc}}{2} = 0 \end{cases} \quad 3.6$$

Donc :

$$V_{uk} = -R_{arm} i_{uk} - L_{arm} \frac{di_{uk}}{dt} - V_k + \frac{V_{dc}}{2} \quad 3.7$$

$$V_{lk} = -R_{arm} i_{lk} - L_{arm} \frac{di_{lk}}{dt} + V_k + \frac{V_{dc}}{2} \quad 3.8$$

Avec :

- V_k : c'est la tension de la phase k du côté réseau
- V_{uk} , V_{lk} : Sont les tensions au niveau des demi-bras supérieur et inférieur, respectivement
- Vdc : C'est la tension coté DC du MMC
- R_{arm} et L_{arm} : Sont respectivement la résistance et l'inductance du demi-bras du MMC.

En soustrayant (2.7) de (2.6) et en utilisant les équations des courant (2.2) et (2.3), on obtient la forme suivante pour V_k :

$$V_k = -R_{arm} i_{uk} - L_{arm} \frac{di_{uk}}{dt} - V_k - \frac{V_{dc}}{2} \quad 3.9$$

En posant $e_k = \frac{V_{lk}-V_{uk}}{2}$, l'expression (3.10) devient :

$$V_k = e_k + \frac{R_{arm} i_{uk}}{2} + \frac{L_{arm}}{2}\frac{di_{uk}}{dt} \quad 3.10$$

Avec e_k représente la force électromotrice interne générée dans la phase k. Elle exprime la tension de sortie souhaitée à la borne du milieu (la tension de référence). A partir de (2.9), cette tension est déduite comme suivant :

$$e_k = V_k - \frac{R_{arm} i_{uk}}{2} - \frac{L_{arm}}{2}\frac{di_{uk}}{dt} \quad 3.11$$

Pour les trois phases, on obtient :

$$\begin{cases} e_a = V_a - \frac{R_{arm} i_a}{2} - \frac{L_{arm}}{2}\frac{di_a}{dt} \\ e_b = V_b - \frac{R_{arm} i_b}{2} - \frac{L_{arm}}{2}\frac{di_b}{dt} \\ e_c = V_c - \frac{R_{arm} i_c}{2} - \frac{L_{arm}}{2}\frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad 3.12$$

Finalement, la tension d'entrée du réseau est exprimée par :

$$V_{gk} = V_k + R_1 i_k + L_1 \frac{di_k}{dt} \quad 3.13$$

Où R_1 et L_1 sont la résistance et l'inductance des filtres d'entrée. En remplaçant (2.9) dans (2.12) l'équation suivante est obtenue :

$$V_{gk} = e_k + \frac{R_{arm} i_k}{2} + \frac{L_{arm}}{2}\frac{di_k}{dt} + R_f i_k + L_f \frac{di_k}{dt} \quad 3.14$$

En considérant la désignation suivante [17].:

$$R_{eq} = R_1 + \frac{R_{arm}}{2} \quad 3.15$$

$$L_{eq} = L_1 + \frac{L_{arm}}{2} \quad 3.16$$

L'équation (2.13) devient :

$$V_{gk} = e_k + R_{eq} i_k + L_{eq} \frac{di_k}{dt} \quad 3.17$$

La figure (3.5) illustre le circuit équivalent du bras du MMC pouvant être dérivée de l'équation (3.17).

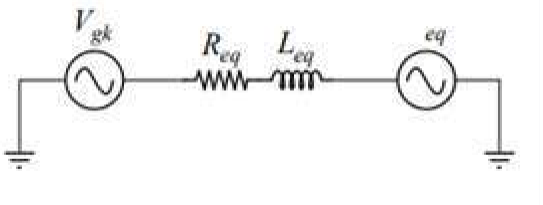


Figure 3.5 : Circuit équivalent du bras d'un MMC[46].

2.4 Bloc de l'algorithme d'équilibrage des tensions aux bornes des capacités des SM :

Dans des conditions pratiques, la tension d'une capacité SM change en raison des états de charge/décharge, de la variation des valeurs de courant et des différents temps de conduction des commutateurs. Cela peut entraîner des conséquences indésirables telles que des tensions déséquilibrées et une distorsion harmonique plus élevée. Par conséquent, un algorithme pour un équilibrage de tension de capacité approprié doit être utilisé pour maintenir la tension de chaque bras au niveau souhaité [49][50].

Le bloc d'équilibrage a trois entrées :

- Les tensions des condensateurs : Elles sont mesurées pour chaque SM du bras d'un MMC et triées par ordre décroissant.
- Les courants à travers les demi-bras inférieur et supérieur : Les courants sont mesurés pour déterminer la direction du courant de chaque bras MMC. Si le courant, à travers un SM, est positif alors la capacité se charge et la tension augment. Si le courant est négatif, la capacité se décharge et la tension diminue.
- Les impulsions provenant du bloc MLI.

L'affectation des impulsions au différents SM se base sur les valeurs des tensions et les sens des courants :

- Les SM à contourner : L'algorithme contourne les SM ayant des capacités avec des tensions importantes aux bornes et un sens positif pour courant ou ayant des tensions faibles avec un sens négatif pour le courant.
- Les SM à insérer : L'algorithme insère les SM ayant des capacités avec des tensions importantes aux bornes et un sens négatif pour le courant ou ayant des tensions faibles avec un sens positif pour le courant.

2.5 Stratégies MLI multi-porteuses pour le MMC :

Les stratégies Multi-porteuses MLI sont largement utilisées, car elles peuvent être facilement mises en œuvre dans des modules à faible tension. Les MCPWM doivent être classées comme techniques de PWM à décalage de niveau (LS-PWM) et PWM à décalage de phase (PS-PWM). le PWM à déplacement de niveau (LSPWM) sont en disposition en phase (PD), Disposition d'opposition de Phase (POD) et Disposition alternative d'opposition de phase (APOD). Dans l'indice de modulation d'amplitude (ma) générale pour niveau technique PWM décalé est définie comme le rapport de l'amplitude de l'onde sinusoïdale de référence (Ar) à l'amplitude de l'onde porteuse (Ap) et il est donné dans l'équation (3-18).

$$m_a = \frac{2A_r}{(m_f - 1) * A_p} \qquad 3.18$$

De même, l'indice de modulation d'amplitude (m_a) pour la technique déphasé PMW est donnée dans l'équation (3-19) :

$$m_a = \frac{A_r}{\frac{A_p}{2}} \qquad 3.19$$

L'indice de modulation de fréquence (mf) pour un décalage de niveau et décalage de phase techniques MLI est défini comme le rapport de la fréquence d'onde porteuse (fp) à la fréquence de l'onde sinusoïdale de référence (fr) et il est donné dans l'équation (3-20).

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} \qquad 3.20$$

2.5.1 PWM à décalage de phase (PSPWM) :

Dans la technique PWM des transporteurs à déplacement de phase (PSC), les formes d'onde triangulaires sont décalées dans temps. Comparée à d'autres techniques CDPWM, cette technique a trouvé plus d'intérêt pour la recherche dans la modulation de convertisseurs multiniveaux en raison de sa symétrie. Cette recherche se concentre sur l'application de la technique PSC-PWM modifiée [51]. Un PWM à quatre déplacements à quatre ports est illustré à la figure (3.6), où le changement de phase entre les transporteurs est 360/N Contrairement au PWM à décalage de niveau, Les commutateurs peuvent contribuer dans toutes les parties du signal de référence, car tous les transporteurs peuvent traverser le signal de référence en tout point. Par conséquent, le PWM déphasé donne une meilleure distribution de commutation par rapport au PWM à décalage de niveau, améliorant les performances d'équilibrage individuelles [52].

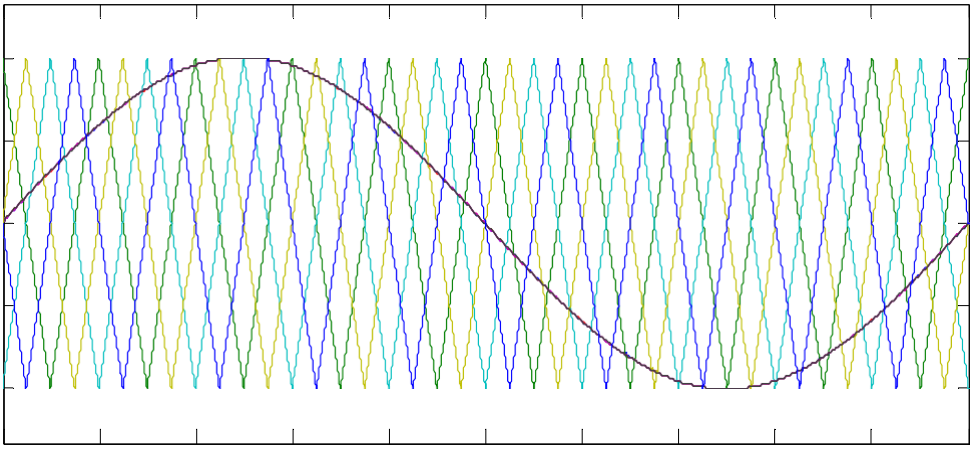


Figure 3.6 : Agencement de la stratégie PSPWM.

2.5.2 Largeur d'impulsion à décalage de niveaux (LSPWM)

La modulation par largeur d'impulsion à décalage de niveaux (*Level-Shifted PWM* – **LSPWM**) est l'une des techniques les plus répandues pour la commande des convertisseurs multiniveaux à structure en pont de diodes (NPC) **ou** à condensateurs flottants**.** Cette méthode repose sur l'utilisation de plusieurs porteuses triangulaires alignées verticalement**,** c'est-à-dire réparties sur différents niveaux de tension**.**

Dans une structure à N niveaux**,** (N–1) signaux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces signaux sont superposés verticalement**,** couvrant toute la plage de tension de sortie du convertisseur. Le signal de référence (souvent sinusoïdal) est comparé simultanément à toutes les porteuses pour générer les signaux de commande des interrupteurs. Comme illustré à la figure (3.8) qui à représenter plusieurs porteuses triangulaires disposées à des niveaux verticaux différents (décalées en amplitude).

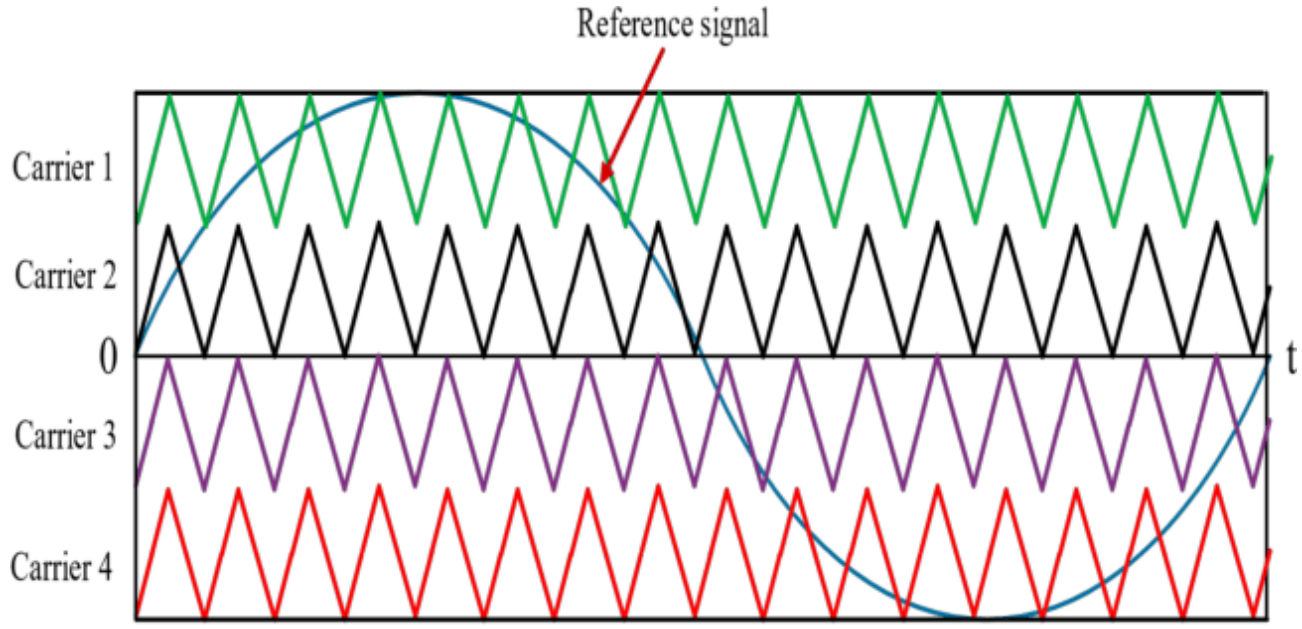


Figure 3.7 : Agencement de la stratégie LSPWM.

2.6 Résultats de simulation :

a) Tension de sortie (AC) Sans Filtre :

En représente la tension de sortie par la figure (3.8) qui montre la tension de sortie d'un convertisseur MMC fonctionnant en mode onduleur, sans filtre. On observe clairement la structure en escalier générée par la combinaison des sous-modules, ainsi que les oscillations haute fréquence dues à la commutation. Cette forme d'onde nécessite un filtrage pour être rendue compatible avec les exigences d'un réseau électrique (tension sinusoïdale, faible THD).

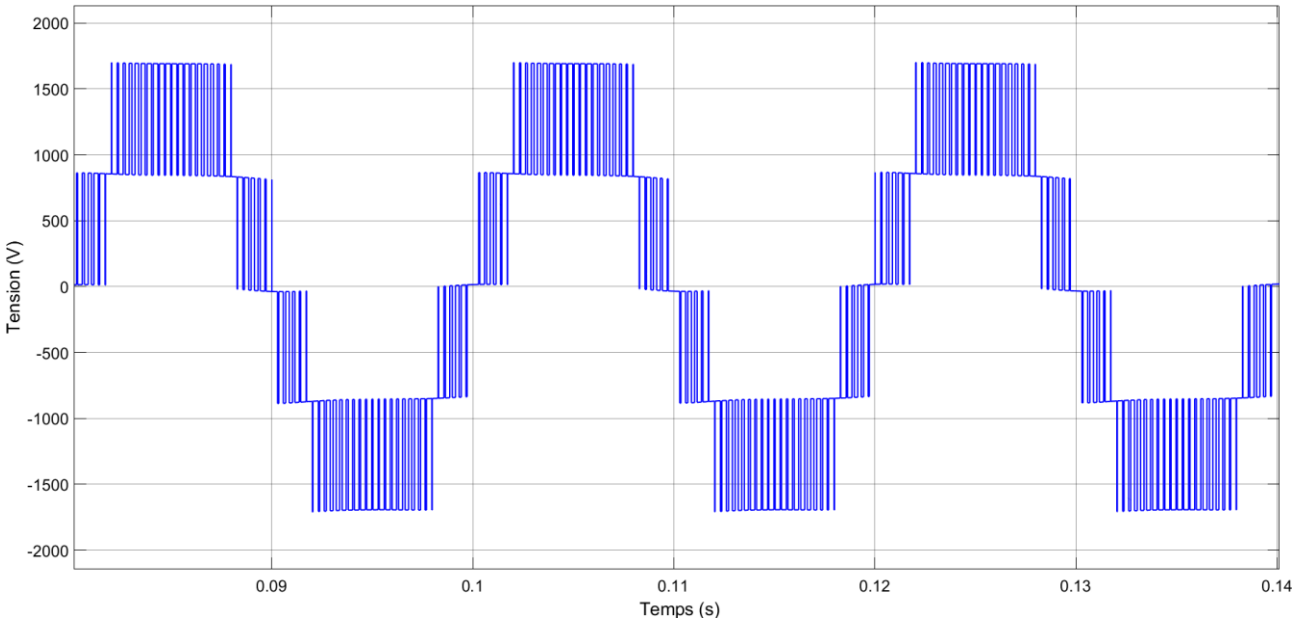


Figure 3.8 : Tension de sortie sans filtre.

b) Courant de sortie (AC) Avec Filtre avec THD :

La figure (3.9) illustre le courant de sortie filtré, tandis que la figure (3.10) présente le taux de distorsion harmonique (THD) associé. Grâce au filtrage, le courant alternatif obtenu est plus lisse et adopte une forme sinusoïdale quasi parfaite. Cette amélioration se traduit par une réduction significative du THD, ce qui signifie que les harmoniques indésirables sont pratiquement éliminées, garantissant ainsi une qualité de signal optimale.

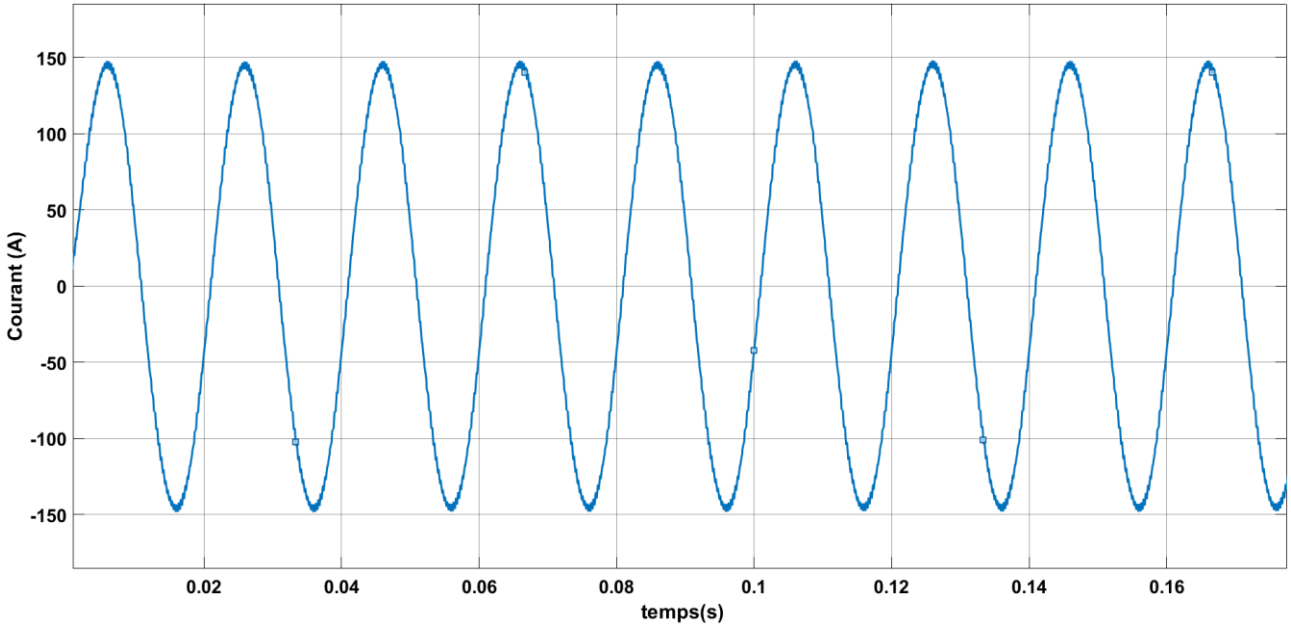


Figure 3.9 : courant de sortie avec filtre.

c) THD de courant de sortie avec filtre :

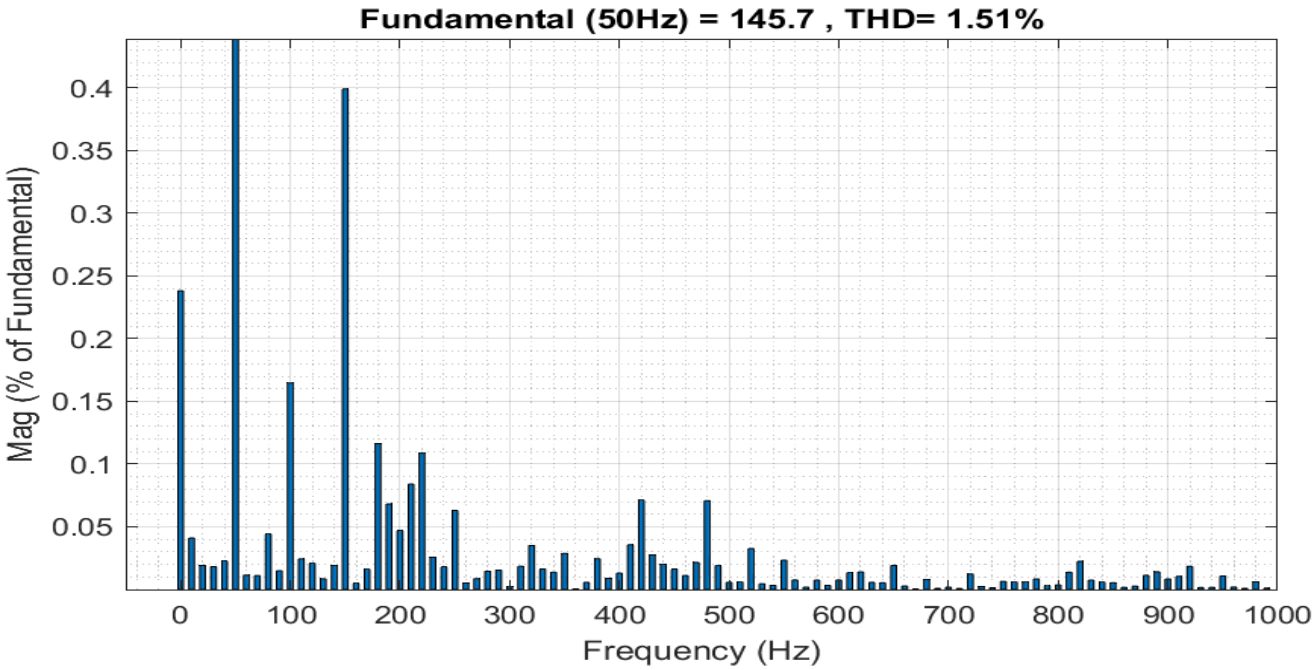


Figure 3.10 : THD de courant de sortie avec filtre.

d) Tension des capacités de SMS :

Les tensions des condensateurs des sous modules de la phase *a* sont mesurées et visualisées sur la figure (3.11). On peut voir sur cette figure que les sous modules de cette phase sont approximativement chargés à la même tension et converge toute vers une tension de valeur 850V. Cela indique le bon fonctionnement de l'algorithme d'équilibrage adopté dans ce travail.

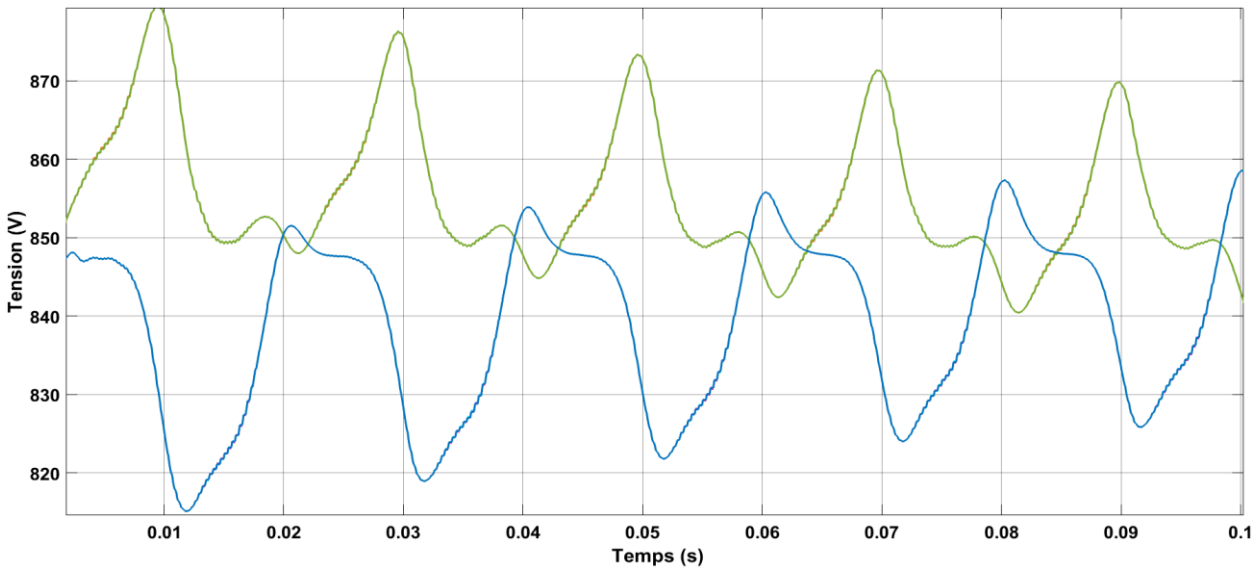


Figure 3.11 : Tension des capacités de SMS.

III.3 Conclusion :

Les structures multiniveaux se sont développées suite à la limitation des composants semi-conducteurs. Pour des applications à moyenne ou haute tension, elles restent encore une solution pour assurer la conversion tout en assurant la tenue en tension des composants. La structure la plus commune, et aussi historiquement une des premières, est le NPC. Cette structure est appréciée car sa mise en œuvre est simple et possède beaucoup d'applications.

Dans la deuxième partie en a permis de faire un tour d'horizon sur les notions de base nécessaires pour la compréhension de la topologie MMC, son principe de fonctionnement ainsi que sa modélisation ; ce convertisseur modulaire multiniveaux est basé sur des cellules de demi-pont, il est simulé à l'aide de logiciel Matlab-Simpower en utilisant la stratégie PWM multi porteus

Chapitre 04 :
Filtre actif parallèle basé sur MMC

4.1. Introduction :

Après l'évocation des différentes solutions de dépollution dans les chapitres précédents, nous nous introduirons le concept du filtre actif parallèle basé sur le MMC, en détaillant sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que les avantages qu'il apporte par rapport aux topologies conventionnelles. Une attention particulière sera portée à la stratégie de commande, indispensable pour garantir une compensation efficace et stable dans des conditions de fonctionnement dynamiques.

4.2. Modélisation et dimensionnement du système

Modéliser revient à établir un modèle de l'ensemble du système qui permet d'étudier le comportement du filtre actif parallèle avec le réseau électrique, Ce dispositif est raccordé à un réseau alimenté par une source qui fournit de l'énergie à une certaine charge.

4.2.1. La source et le réseau

Notre réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale triphasée équilibré de (220/380 V, 50 Hz) d'une puissance nominale apparente de 400 KVA, en série avec une impédance Z_s. Les lignes électriques sont modélisées par une impédance représenté par une inductance L_s et une résistance R_s (figure 4.1) [53].

$$e_1 = \sqrt{2}\, E\, sin(\omega t)$$

$$e_2 = \sqrt{2}\, E\, sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$e_3 = \sqrt{2}\, E\, sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

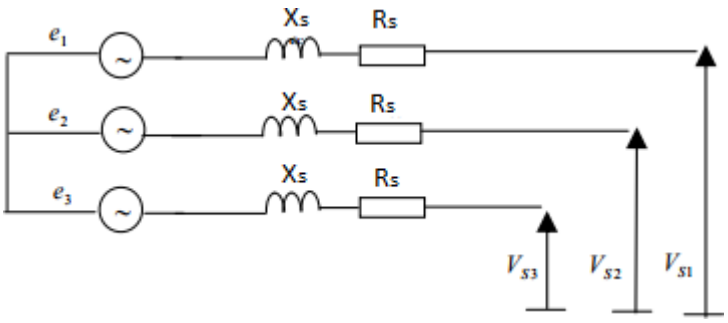


Figure 4. 1 : Schéma synoptique simplifié de la source d'un réseau électrique.

4.2.2. La charge polluante

Toute charge basée sur des éléments d'électronique de puissance est dite polluante, pour tester le filtre nous avons utilisé un pont redresseur triphasé qui génère des harmoniques de l'ordre $6k \pm 1$ [24][54]. Les figures suivantes (figure 4.2 et 4.3) montrent les schémas des deux ponts redresseurs utilisés dans nos tests. La première est un pont redresseur à diodes non commandé et le deuxième est un pont redresseur à thyristors commandé.

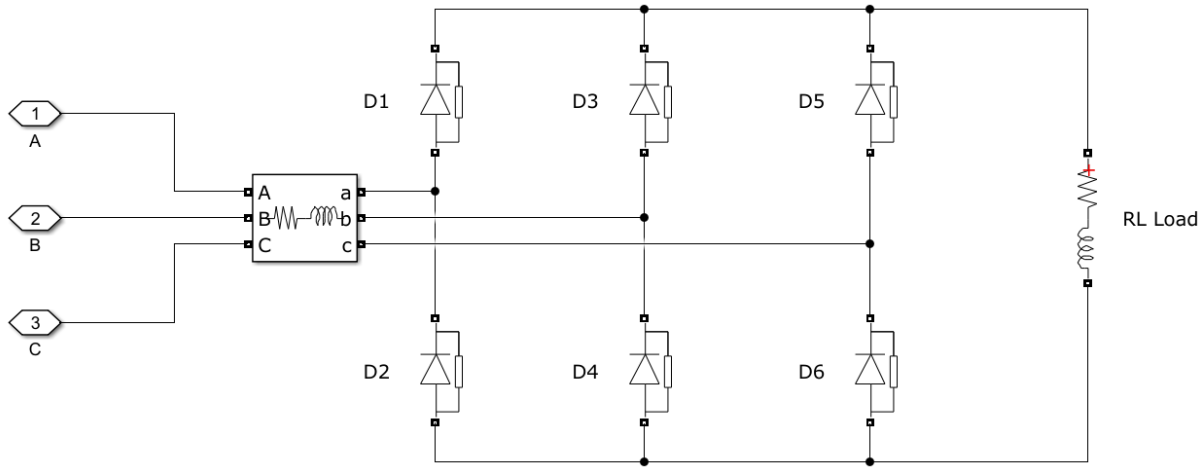


Figure 4. 2: Schéma de la charge non linéaire ; pont redresseur à diode avec charge RL à la sortie.

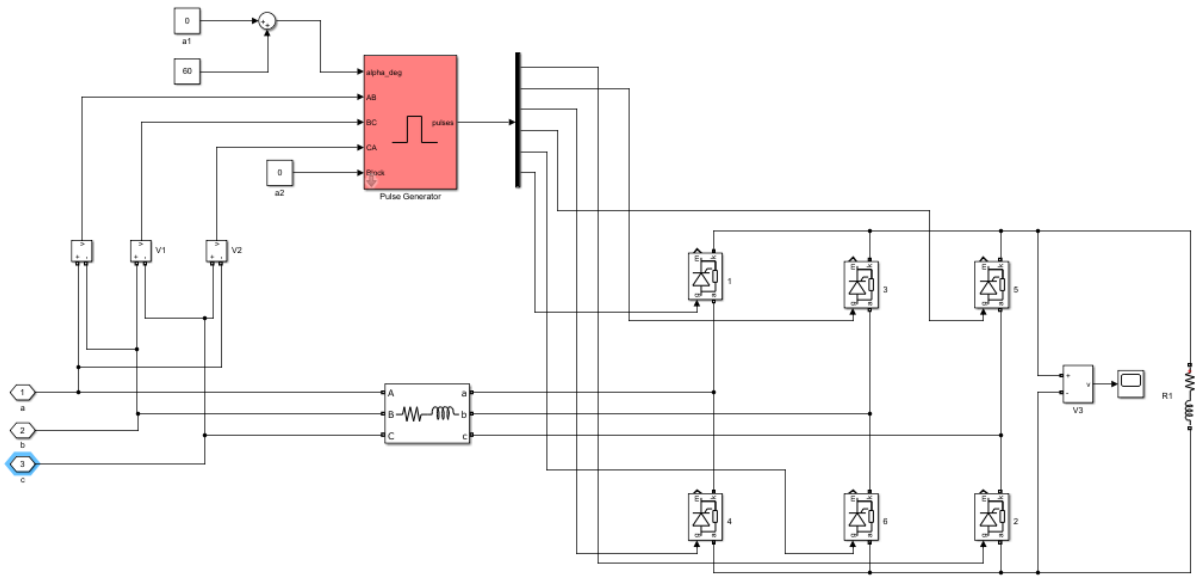


Figure 4. 3 : Schéma de la charge non linéaire, Pont redresseur à thyristor avec une charge RL à sa sortie.

La résistance et inductance internes des lignes ont été modélisées par une branche RL triphasée.

4.2.3 Le Filtre Actif Parallèle

La figure (4.4) montre un schéma-bloc d'un système électrique ayant un filtre actif parallèle MMC connecté entre la source et la charge terminaux [55]. Des filtres passifs sont utilisés pour connecter le MMC au Point commun de couplage(PCC) afin d'éliminer les harmoniques haute fréquence générées par le Stratégie de commutation PWM. Malgré le fait que le filtre actif fonctionne comme une source de courant contrôlée compensant l'harmonique courants aux bornes de charge. Il draine également le courant de fréquence fondamentale(I_{F1}), de la source électrique de manière à régulé la tension du bus DC MMC.

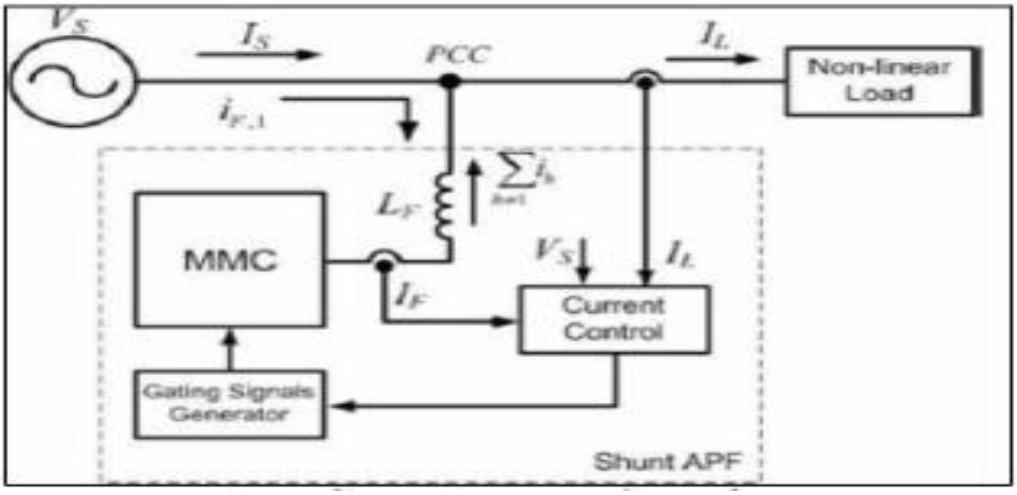


Figure 4.4: Shunt active power filter scheme.

4.2.3.1 La Capacité de Stockage

On choisit une valeur de (V_{dc}) importante pour avoir une bonne dynamique du filtre tout en respectant les contraintes des interrupteurs et de commandabilité de l'onduleur. Elle est généralement choisie au moins deux fois plus grande que le max de la tension simple du réseau.

Dans notre cas, la valeur efficace de la tension simple du réseau est V_s = 4041 V. Ce qui correspond à une tension maximale de $V_{s\ max}$ = 5715V.

On choisit une tension $V_{dc} = 2{,}5 \times V_{s\ max} \rightarrow V_{dc} = 2{,}5 \times 5715 = 14288$V. On prend alors:

$$\boldsymbol{V_{dc} = 15000V}.$$

En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois inférieure à celle de la tension du réseau [25], et en fixant le taux d'ondulation de la tension continue à ΔV_{dc} = 2% , la relation (on trouve dans le chapitre 2) est la suivante :

$$C_f = \frac{2 \times 45.1128 P_C}{6 f_r ({V_{dc\,max}}^2 - {V_{dc\,min}}^2)}$$

En remplaçant dans l'équation 3.2 par les valeurs de notre modèle on trouve :

$$C_f = \frac{2 \times 45.1128 \times 1.197 \times 10^5}{6 \times 50 \times (15150^2 - 14850^2)} = \mathbf{4000\ \mu F}$$

4.2.3.2 Le filtre de sortie

D'apres l'équation (2.4) dans le chapitre 2 on a la relation suivante :

$$L_f = \frac{1.5 V_{dc}}{2.5 \Delta i_{fmax} \times f_{mmc}}$$

En appliquant, et en choisissant une fréquence de f_{mmc} = 5 kHz, on trouve $\boldsymbol{L_f}$ = $\mathbf{10mH}$:

$$L_f = \frac{1.5 \times 15000}{2.5 \times 0.6 \times 300 \times 5 \times 10^3} = 10mH$$

4.2.3.3 Régulateur de la tension continue V_{dc}

Si les conditions de la charge changent, la tension V_{dc} aux bornes du condensateur qui alimente l'onduleur s'éloigne de sa valeur de référence car le condensateur se trouve entrain de compenser la différence d'énergie, aussi à cause des pertes dans le filtre de sortie et les interrupteurs s'ils sont mal commandés, cette tension fluctue, ce qui dégrade les performances du filtre, alors qu'elle doit être toujours positive et constante. C'est pourquoi un régulateur PI pour cette tension est nécessaire afin de satisfaire cette condition [56][24].

Le correcteur PI classique est composé d'un terme proportionnel et d'un autre intégral qui ajustent le gain et annulent l'erreur statique. Il est facile à implémenter et présente une bonne réponse dynamique si ses paramètres sont bien réglés [56].

En ce qui suit, la fonction de transfert du régulateur choisit et le calcul de ses paramètres :

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

L'énergie emmagasinée dans un condensateur est :

$$W = \frac{1}{2}.C.{V_{dc}}^2$$

La puissance est ainsi :

$$P_c = \frac{dw}{dt} = \frac{1}{2}.C\frac{d{V_{dc}}^2}{dt}$$

La transformée de Laplace de l'équation précédente donne la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes :

$$P_c = \frac{1}{2}.C.s.{V_{dc}}^2$$

En tenant compte de cette relation et la fonction de transfert du régulateur PI, la boucle de régulation de la tension continue est représentée dans la figure (4.5) :

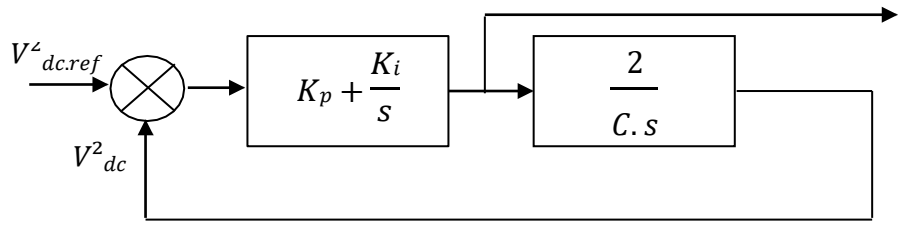


Figure 4. 5 : Boucle de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert de cette boucle de régulation est :

$$G(s)_{BF} = \frac{\left(k_p - \frac{k_i}{s}\right) \times \frac{2}{C.s}}{1 + \left(k_p - \frac{k_i}{s}\right) \times \frac{2}{C.s}} \qquad \rightarrow \qquad G(s)_{BF} = \frac{\left(\frac{k_i}{k_p}\, s + 1\right) \times \frac{2k_i}{C}}{s^2 + \frac{2k_p}{C}\ s \times \frac{2k_i}{C}}$$

En utilisant la méthode de placement de pôles :

$$(\mathrm{s} - \mathrm{s}_1)(\mathrm{s} - \mathrm{s}_2) = 0 \quad \rightarrow \quad s^2 - (s_1 + s_2)s + s_1 s_2 = 0$$

En identifiant avec l'équation caractéristique, et avec $S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$, on trouve :

$$\begin{cases} k_p = \frac{c}{2}(-s_1 - s_2) \\ k_i = \frac{c}{2} s_1 s_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_p = C\rho \\ k_i = C\rho^2 \end{cases}$$

Après plusieurs essais, la valeur $\rho = 20$, a donné la meilleure régulation :

$$\begin{cases} k_p = 0.016 \\ k_i = 0.00001 \end{cases}$$

4.2.3.4 Régulateur du courant

L'erreur entre le courant injecté au réseau et le courant de référence identifié qui est appliquée au bloc de commande de l'onduleur, est perturbée par les harmoniques causés par les variations aléatoires de la fréquence de commutation des interrupteurs (cas de la commande par hystérésis), ou par la haute fréquence de leurs commutations (cas de la commande MLI).

Afin de minimiser ses perturbations et améliorer ainsi la qualité du signal de sortie, un régulateur proportionnel avec un filtre passe bas ou un régulateur PI doit être placé avant le bloc de commande.

La boucle de régulation du courant peut être schématisée comme suit (figure 4.6) :

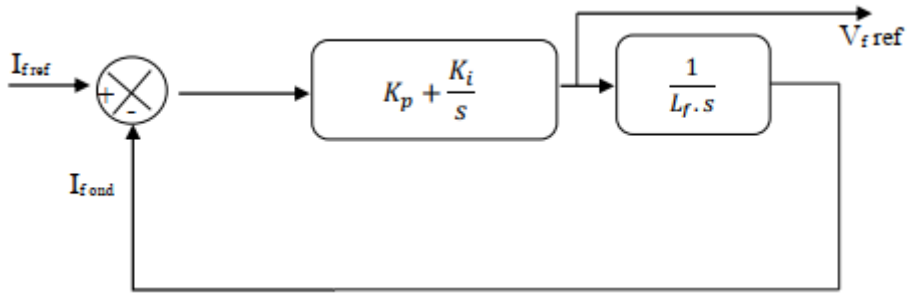


Figure 4. 6 : Boucle de régulation de courant.

La fonction de transfert de cette boucle de régulation s'écrie :

$$G(s)_{BF} = \frac{\left(k_p - \frac{k_i}{s}\right) \times \frac{2}{L_f.s}}{1 + \left(k_p - \frac{k_i}{s}\right) \times \frac{2}{L_f.s}} \quad \rightarrow \quad G(s)_{BF} = \frac{\left(k_p.s + k_i\right) \times \frac{1}{L_f}}{s^2 + \frac{k_p}{L_f}\ s \times \frac{k_i}{L_f}}$$

Après plusieurs essais, a donné les paramètres K_i et K_p du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_p = 6 \\ k_i = 1.67 \times 10^{-4} \end{cases}$$

La figure 4.7, représente la structure générale avec ses différents blocks de commande et de régulation sous Simulink :

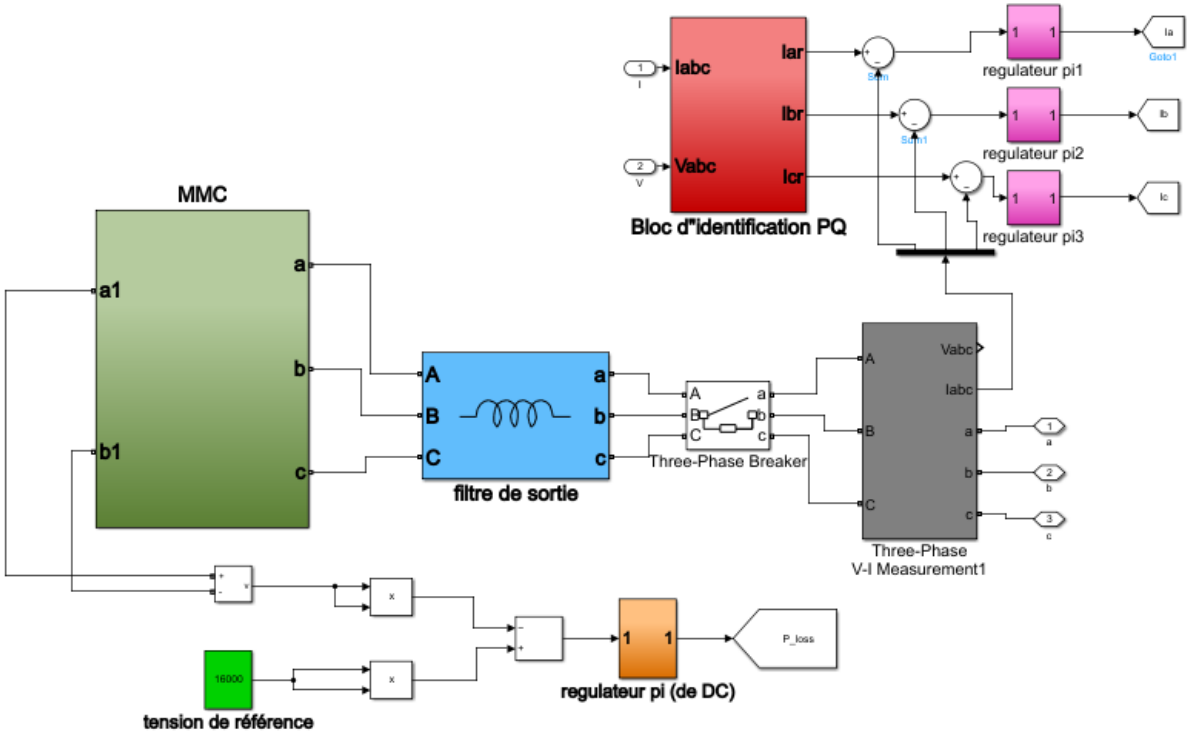


Figure 4. 7 : Implantation du filtre actif parallèle basé sur le MMC avec sa commande sous Simulink/Matlab.

4.3. Résultats de Simulation

Les deux figures suivantes présentent la visualisation des trois phases de la tension du réseau qui n'été pas affectée par les harmoniques (figure 4.8) :

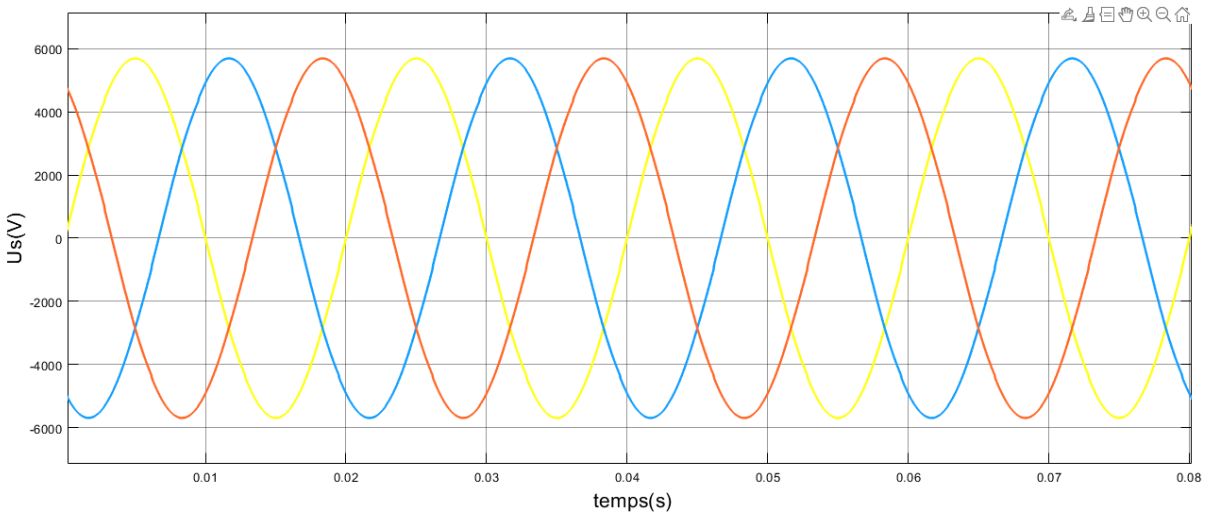


Figure 4.8 : Tension simple triphasée du réseau électrique

Et les trois phases du courant avant et après la mise en marche du filtre à l'instant 0.3s (figure 4.9) :

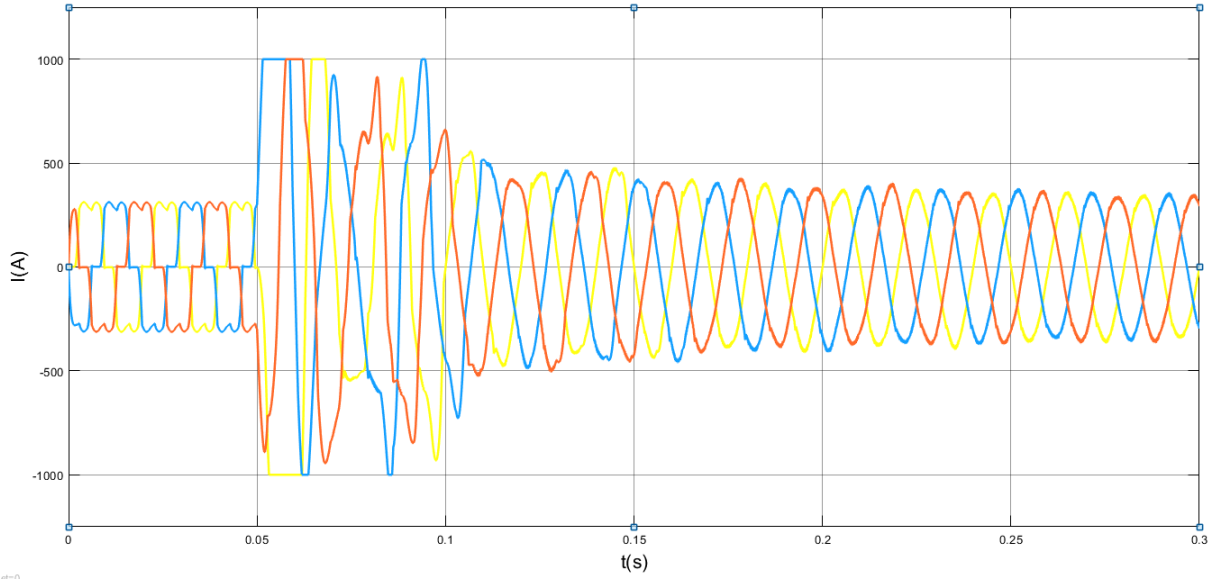


Figure 4.9 : Courant triphasé du réseau appelé par la charge polluante avant et après filtrage.

- **Charges RL avec R=30 Ω et L=10mH**

Avant filtrage, la charge polluante génère des harmoniques qui déforment le courant, son allure devient telle qu'elle est présentée dans la figure (4.10), son analyse spectrale présente les différents rangs d'harmoniques qui sont la cause de cette distorsion, le taux de distorsion harmonique est donc élevé et au-dessus de la norme, 23,97%.

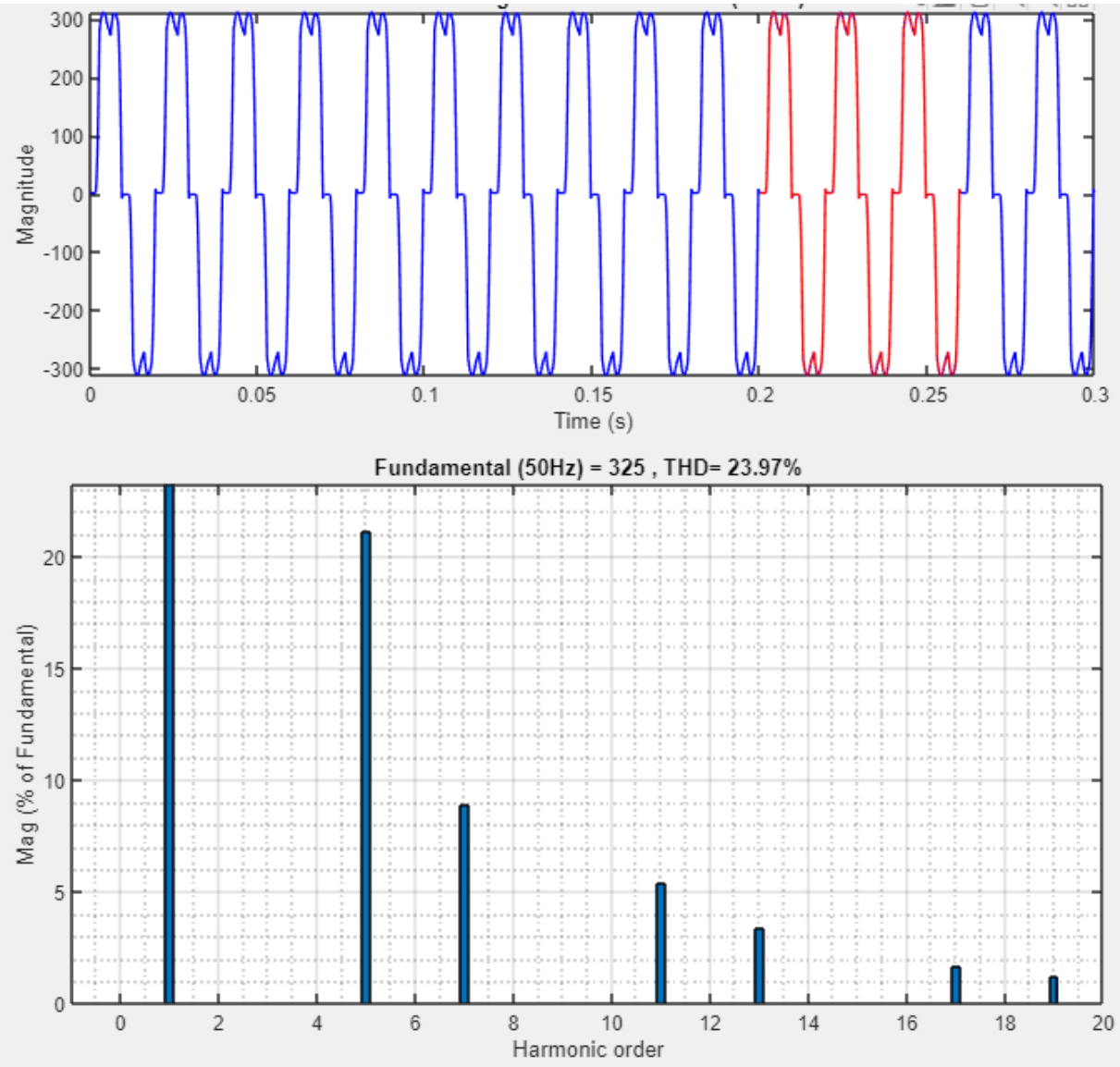


Figure 4. 10 : Courant distordu appelé par la charge polluante d'une seule phase, sa représentation spectrale et son THD

La figure 4.11 représente l'allure d'une seule phase du courant de ligne après filtrage, on remarque qu'il est devenu sinusoïdal, le pourcentage des harmoniques par rapport à la fondamentale a trop baissé (presque nul), et le THD est beaucoup meilleur, 2,75%, et respecte la norme.

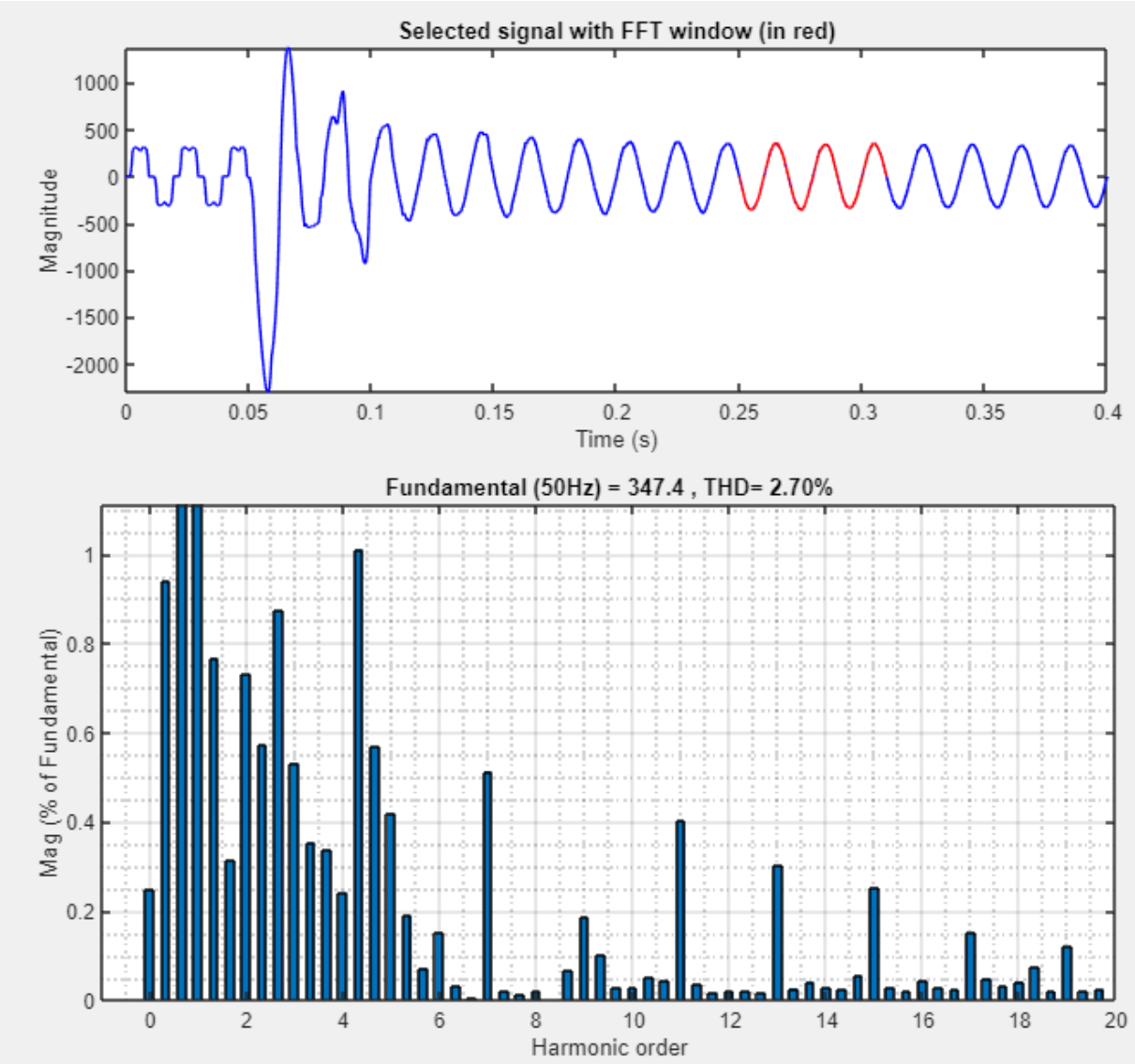


Figure 4. 11 : Le courant d'une seule phase appelé par la charge après filtrage, sa représentation spectrale et son THD.

Ce bon résultat est dû à la bonne identification des courants harmoniques, le bon calcul des courants de références, et leur bonne reproduction par le MMC ce qui prouve à la fois l'efficacité de la méthode PQ et l'efficacité de la commande de l'onduleur. D'ailleurs la figure (4.12) compare entre le courant de référence et le courant reproduit par l'onduleur et on remarque qu'en régime permanent ils sont superposés.

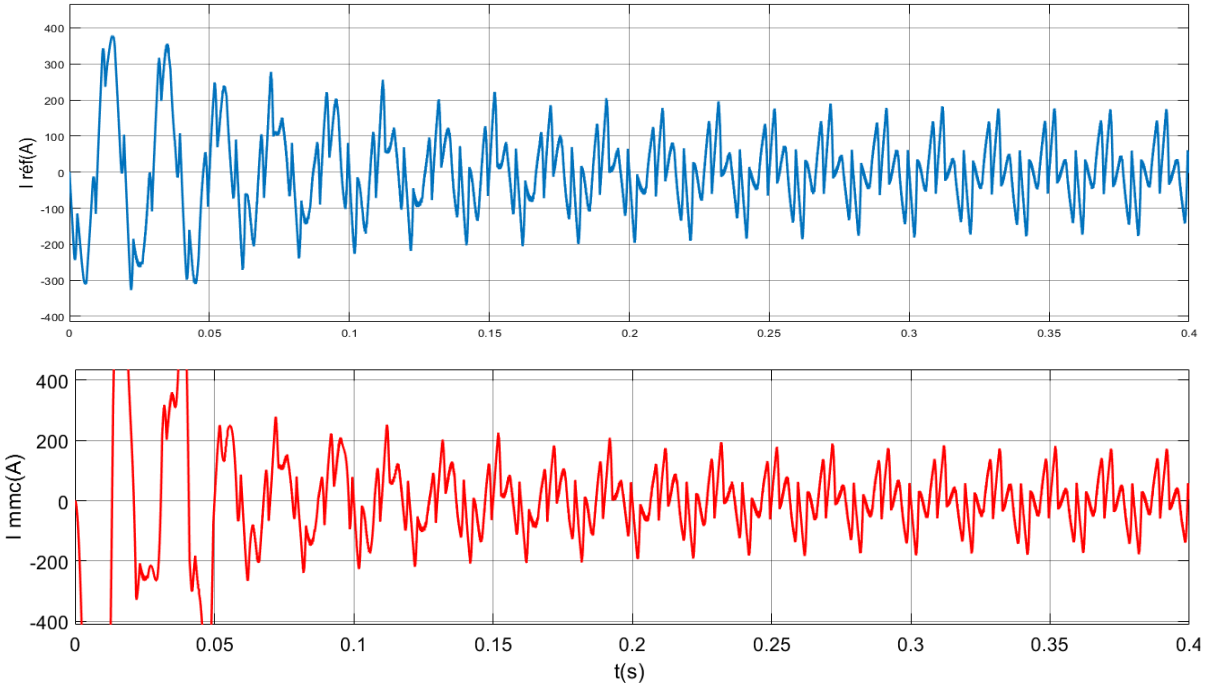


Figure 4.12 : Le courant identifié par la méthode PQ en bleu et le courant injecté par le MMC en rouge.

La figure (4.13) représente la tension aux bornes du condensateur, dès la mise en marche du filtre, par rapport à la tension de référence, on remarque qu'au régime permanant la V_{dc} suit la tension continue de référence avec une erreur statique qui tend vers 0 grâce à la régulation.

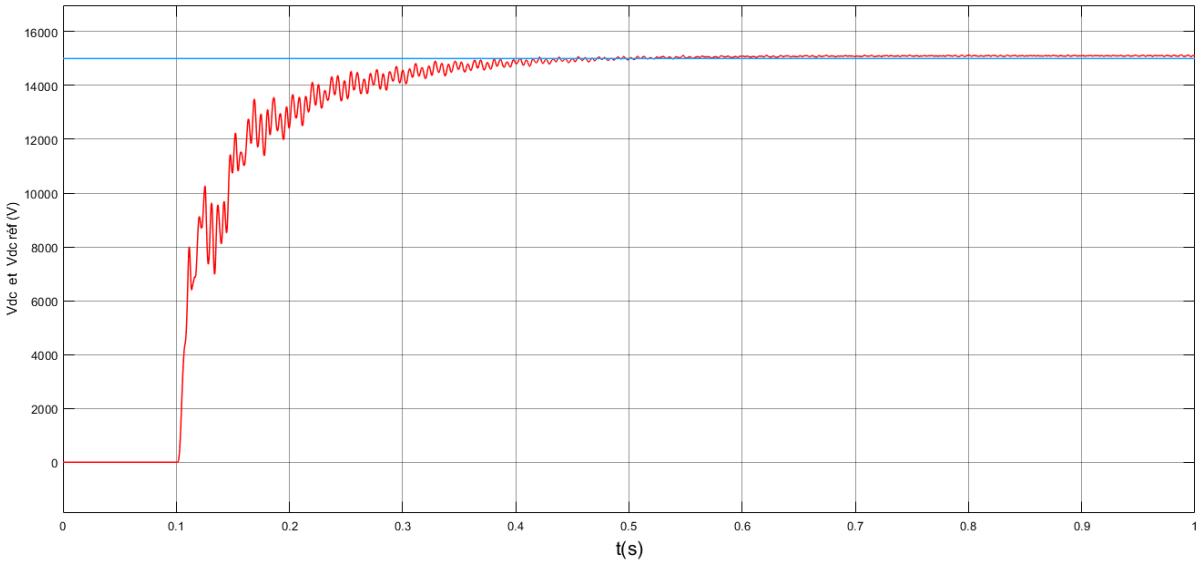


Figure 4. 13 : La régulation de la tension continue Vdc aux bornes du condensateur de stockage à une référence de 15000 V.

- **Charges RL avec (R=80Ω et C=10µF)**

Nous avons remplacé la charge 1 par la charge 2 (un pont redresseur à thyristors commandé) pour essayer de filtrer une autre forme de courant présentée dans la figure (4.14) dont le THD est de 27,03%.

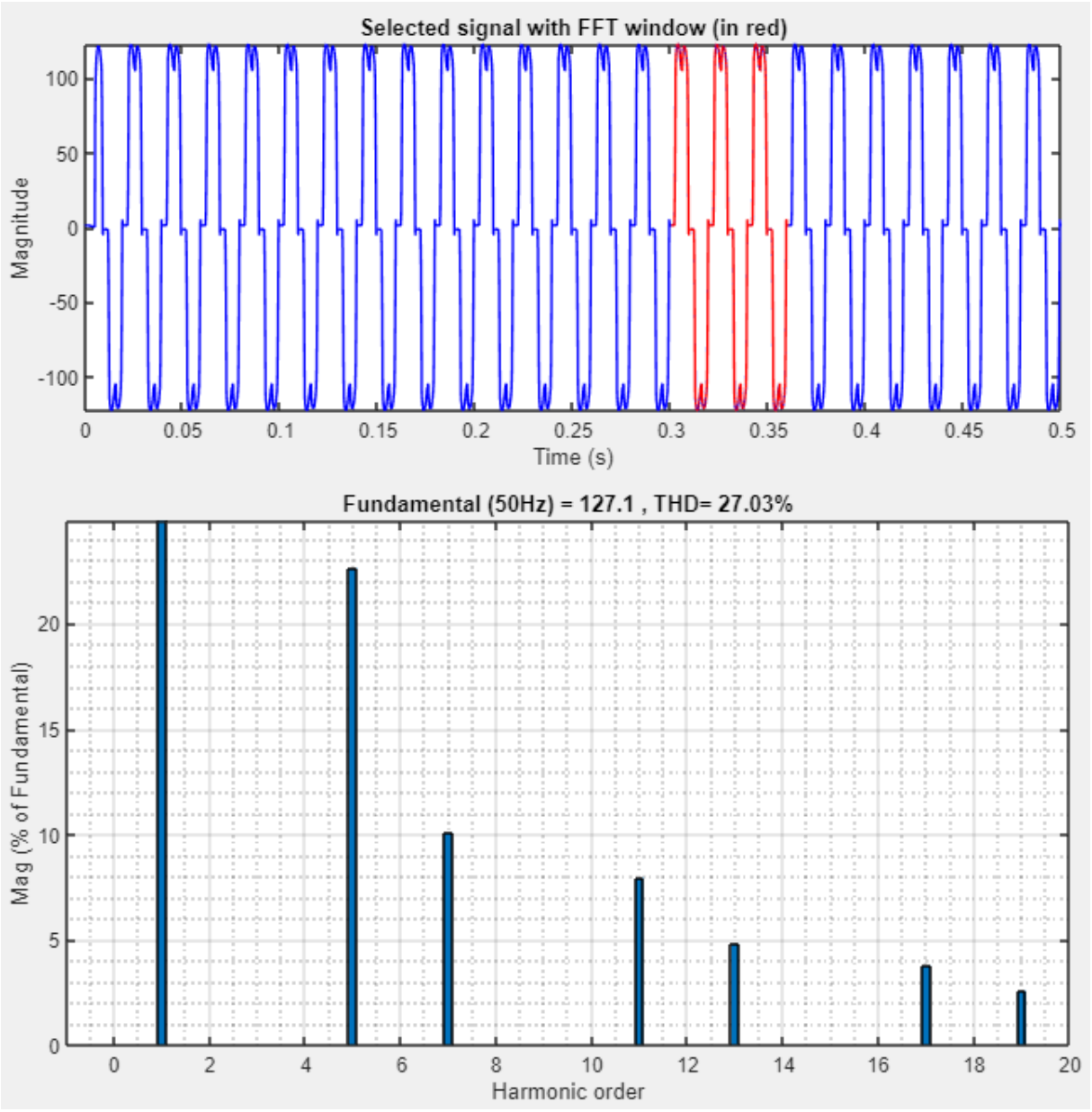


Figure 4.14 : Courant distordu appelé par la charge polluante d'une seule phase, sa représentation spectrale et son THD.

Le résultat de filtrage est un courant sinusoïdal de 3% de THD présenté dans la figure (4.15).

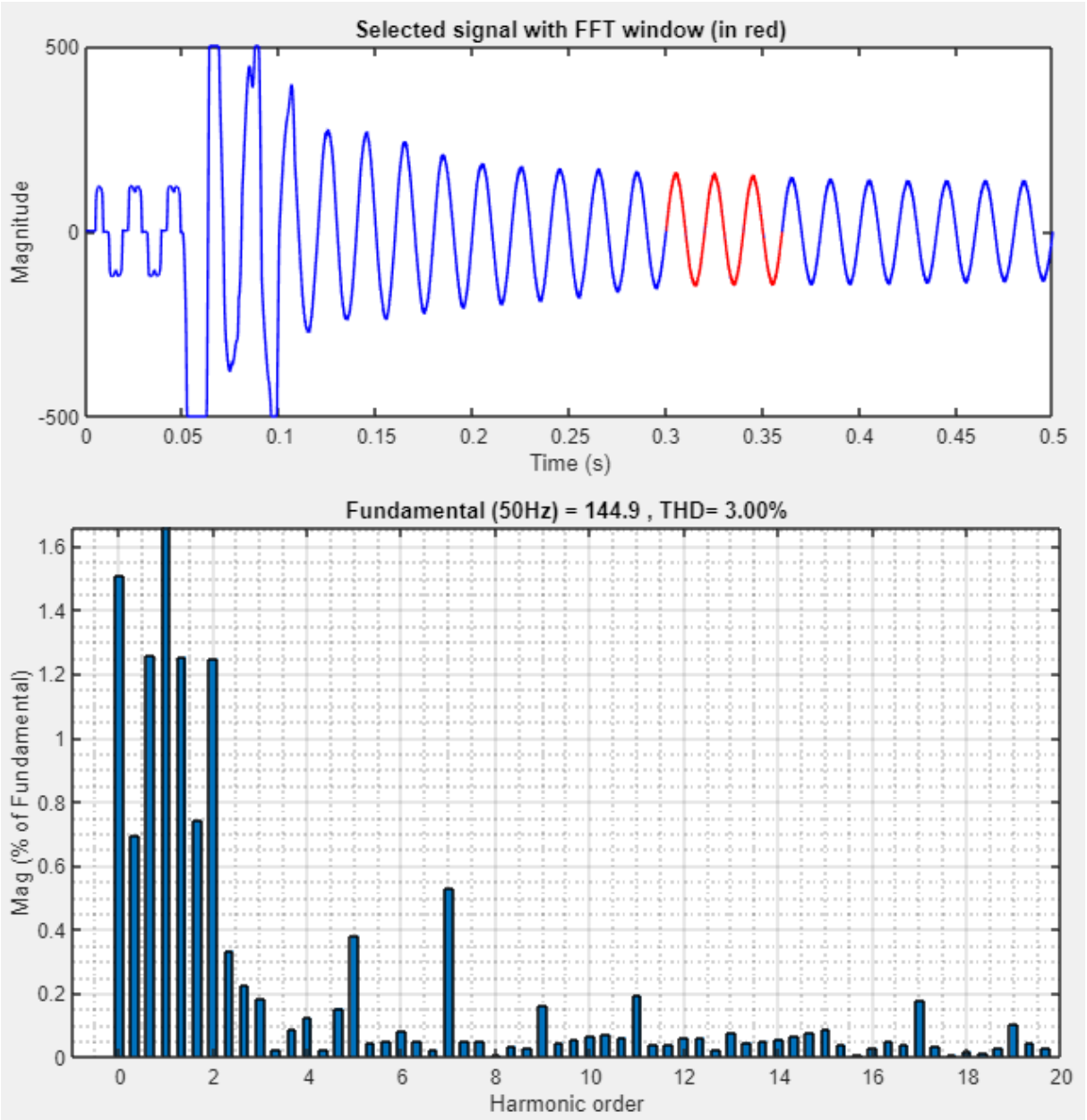


Figure 4. 15 : Le courant d'une seule phase appelé par la charge après filtrage, sa représentation spectrale et son THD.

La figure (4.16) montre que le courant injecté au réseau par le MMC suit exactement sa référence déterminée par la méthode d'identification des puissances instantanées.

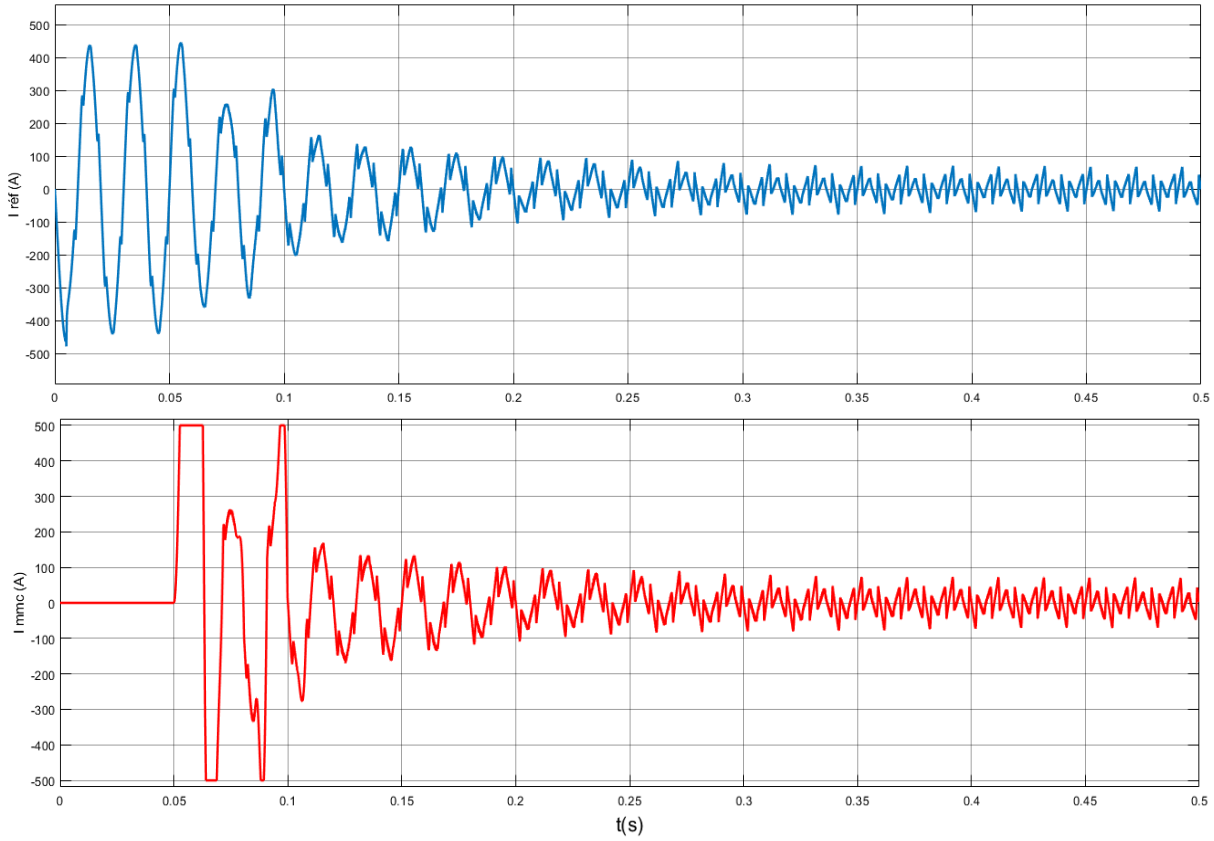


Figure 4.16 : Le courant de référence identifié par la méthode PQ en bleu et le courant injecté par l'onduleur en rouge.

Le régulateur PI a réussi dans ce cas aussi de maintenir la V_{dc} autour de sa référence selon la figure (4.17).

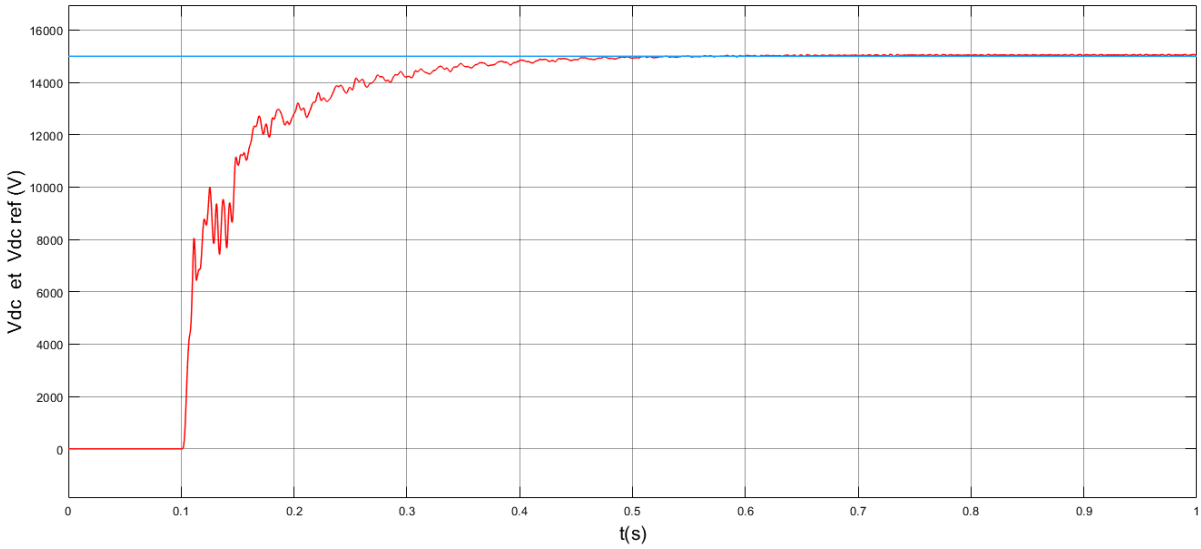


Figure 4.17 : La régulation de la tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur de stockage à une référence de 15000 V.

- **Variation brusque de la charge (R1 = 30Ω, L1= 10mH, et R2 = 100Ω, L2=10mH)**

Il arrive parfois qu'une charge qui absorbe du courant d'un réseau augmente ou diminue selon le besoin, on test par cet essai l'adaptabilité du filtre si une charge varie brusquement. Dans la figure (4.18) et la figure (4.19) on voit le courant d'une seule phase avant et après filtrage respectivement. Lors de l'augmentation brusque de la charge à l'instant t=0.4s on passe par un instant transitoire ensuite le signal se stabilise à sa nouvelle valeur.

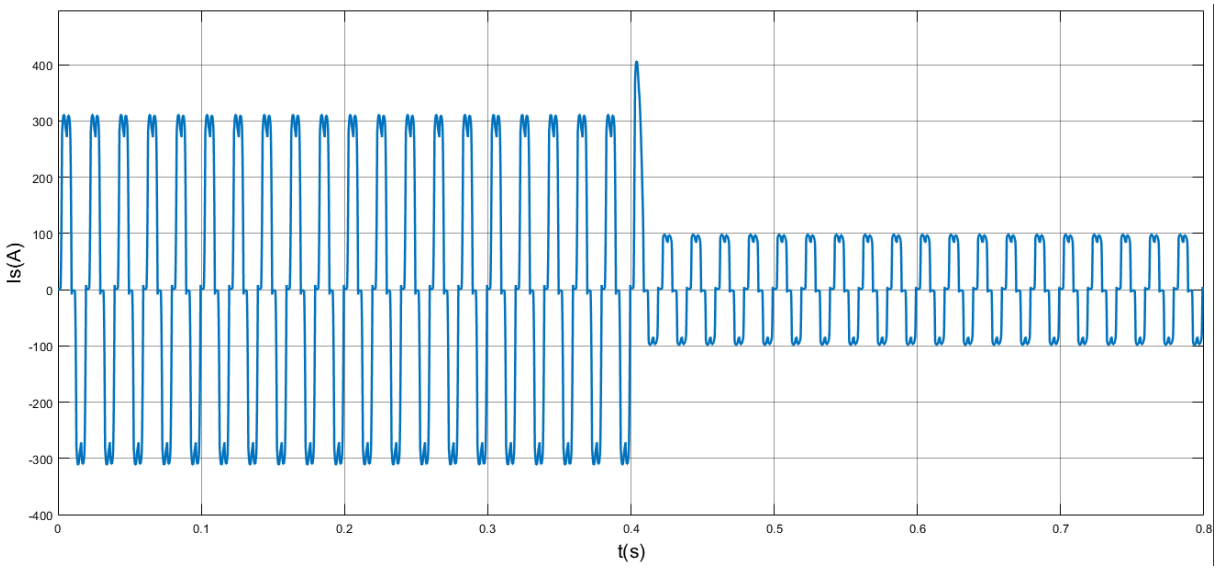


Figure 4.18 : Courant distordu absorbé lors de la variation d'une charge à un moment donné.

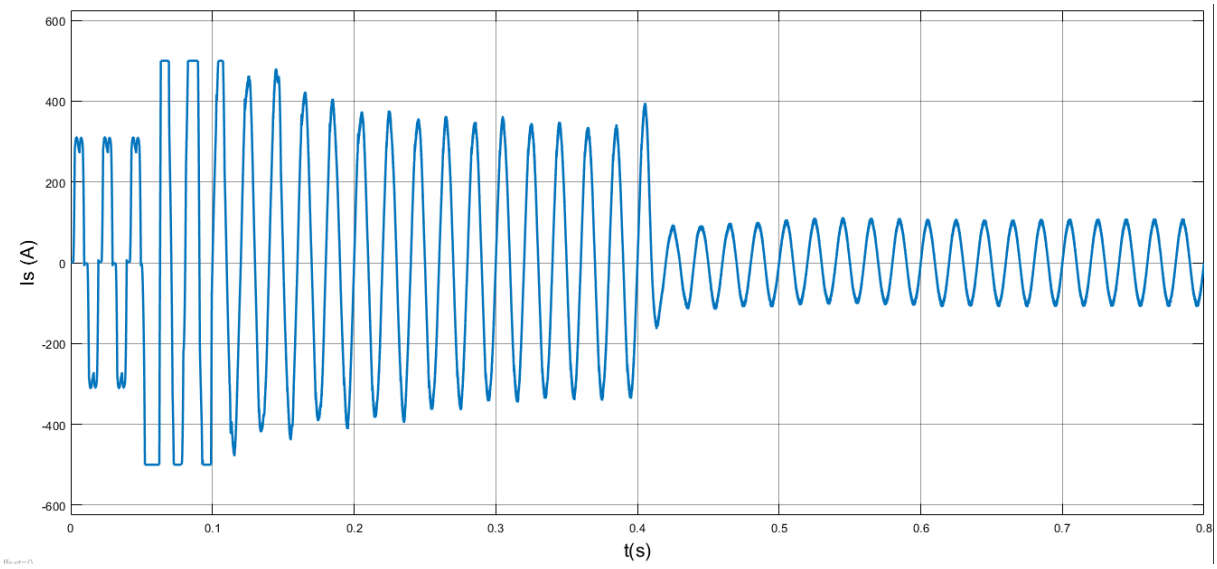


Figure 4.19 : Courant filtré absorbé lors de la variation d'une charge à un moment donné

L'identification, le calcul des courants de référence et le courant reproduit par le MMC, s'adaptent à la variation de la charge selon la figure (4.20), c'est pourquoi la compensation est assez bonne.

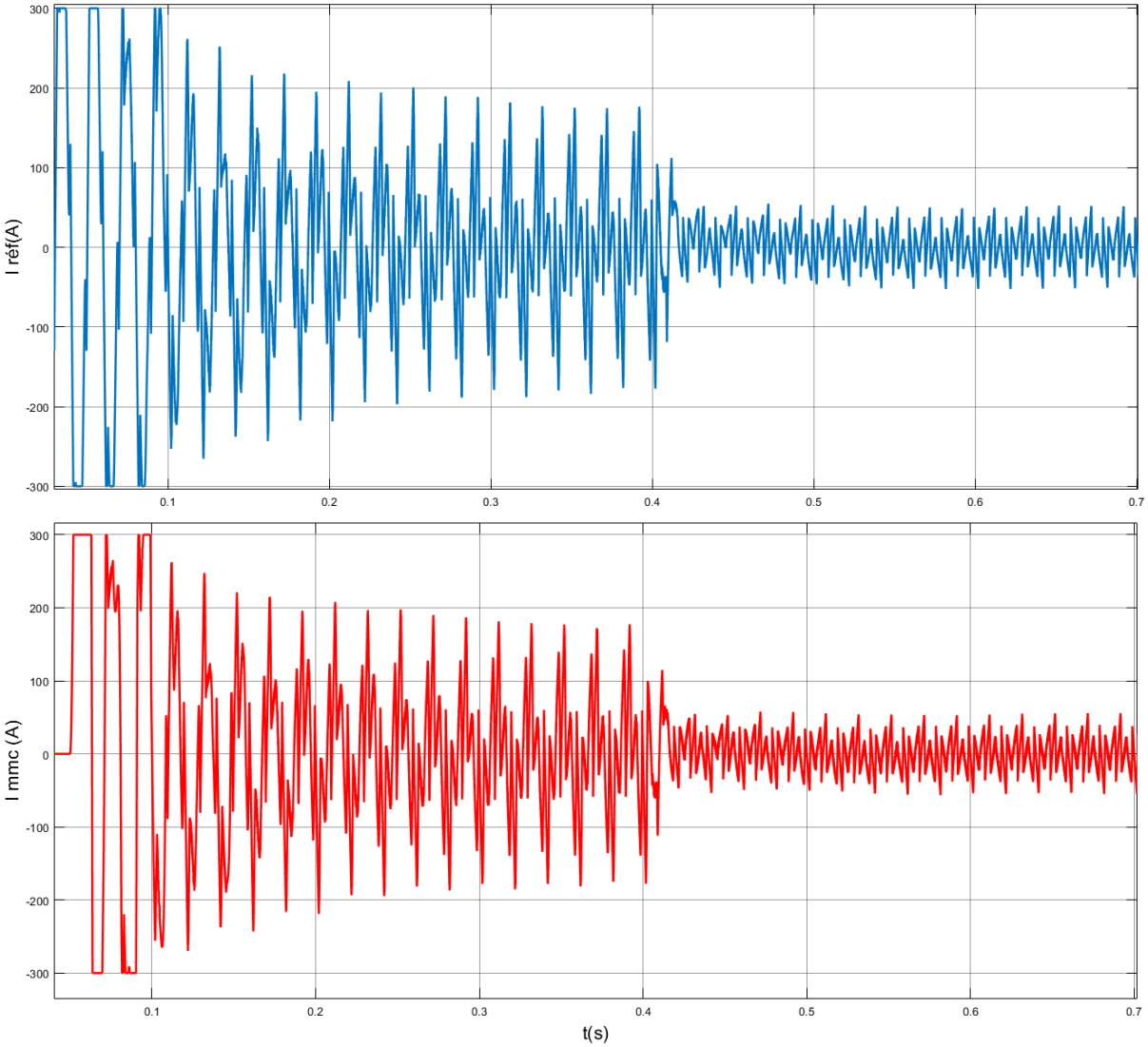


Figure 4. 20 : Le courant identifié en bleu et le courant injecté par le MMC en rouge.

Dans la figure (4.21) suivante, on a varié brusquement la charge à l'instant t=0.2s, la V_{dc} passe par une petite phase transitoire ensuite elle suit parfaitement sa référence au régime permanent avec une erreur statique qui tend vers zéro. Quand la charge varie brusquement le condensateur de stockage se trouve entrain de compenser le besoin de cette charge ce qui varie la tension à ses bornes. La présence du régulateur PI s'adapte bien avec ces variations et veille à ce que la V_{dc} reste autour de sa référence quel que soit la demande de la charge.

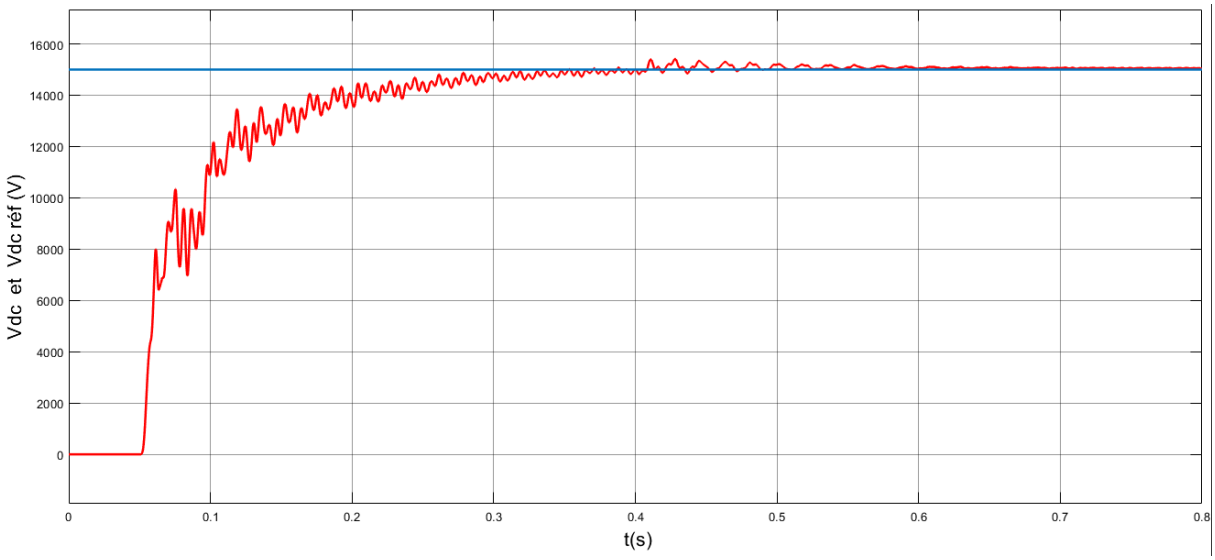


Figure 4. 21 : Régulation de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage à 15000 V lors d'une variation brusque de la charge.

- **Variation brusque de la tension continue de référence**

Le régulateur de la tension continue V_{dc} est un élément très important dans la structure du filtre actif parallèle, il veille à ce que le condensateur reste toujours chargé et prêt à fournir la tension nécessaire à l'onduleur pour bien compenser les courants harmoniques, alors cette dernière doit rester constante.

On a vu dans les tests ci-dessus qu'il s'adapte bien avec la variation brusque de la charge, le test suivant dévoilera si le régulateur PI suit n'importe quelle tension de référence qu'on lui donne.

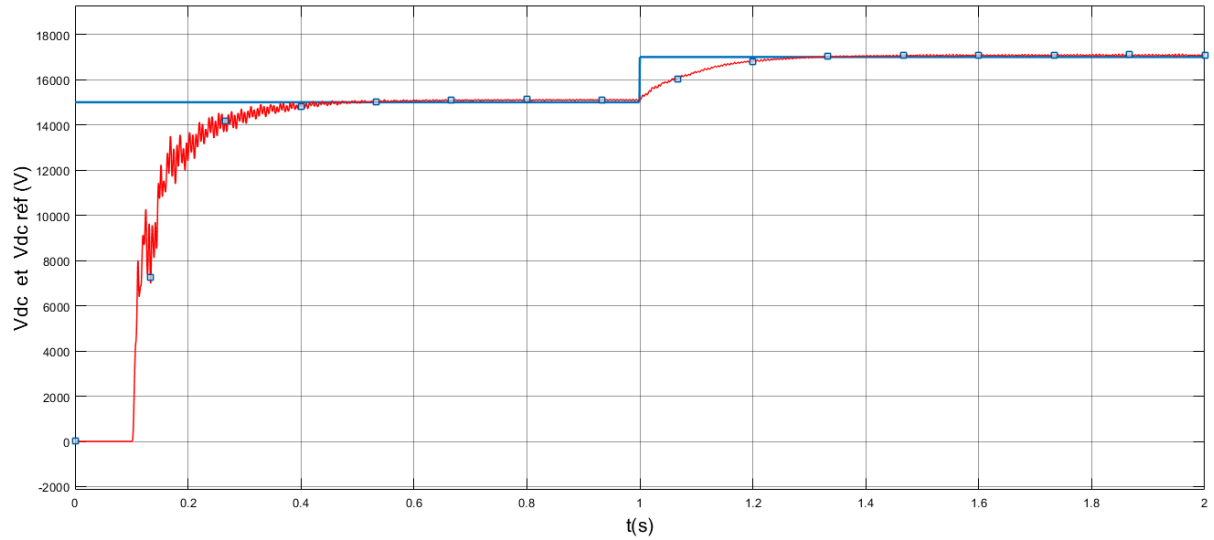


Figure 4.22 : Variation de la tension de référence de 15000V à 17000V.

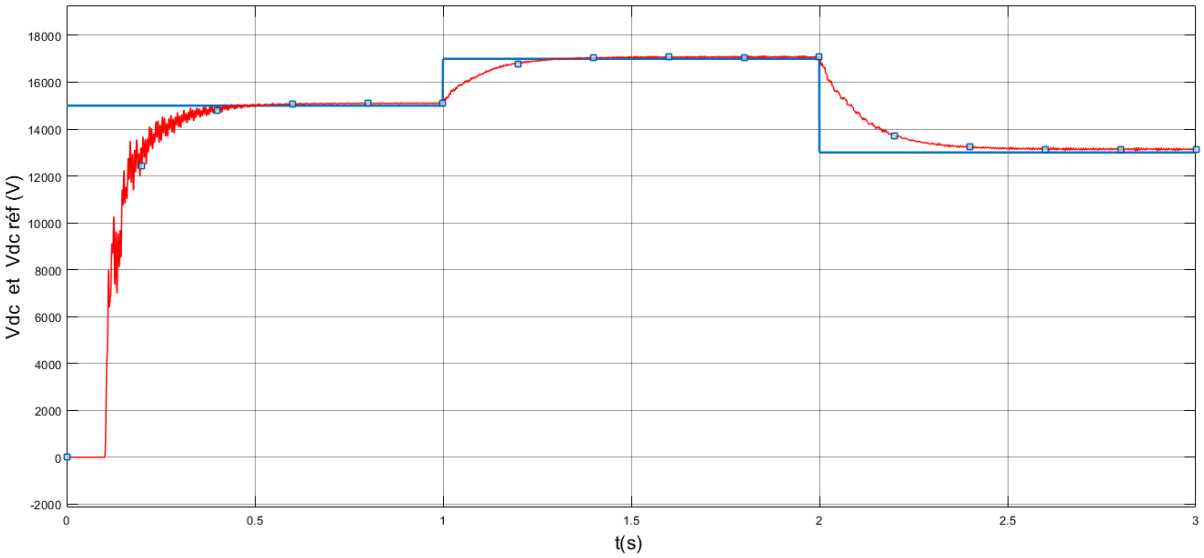


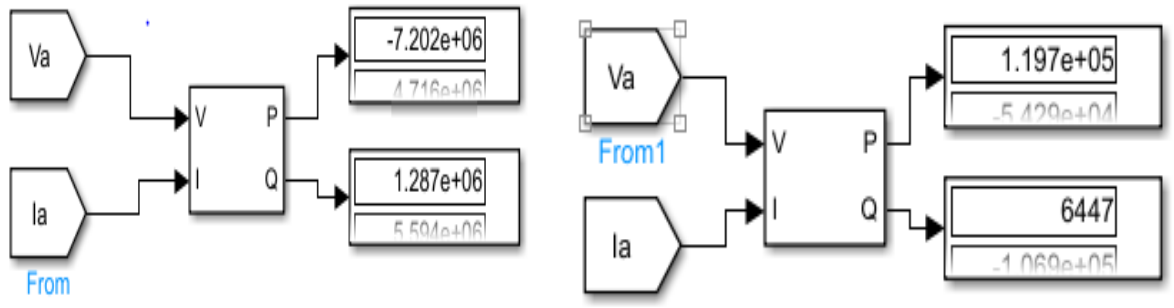
Figure 4.23 : Variation de la tension de référence de 15000V à 17000V ensuite de 17000V à 13000V.

Dans la figure (4.22) on a augmenté la tension de référence de 15000V à 17000V à l'instant t=1s, la V_{dc} suit parfaitement sa référence au régime permanent. Dans la figure (4.23) nous avons varié deux fois la tension de référence : de 15000V à 17000V puis on diminué à 13000V. Ces deux tests ont prouvé la performance du régulateur et sa robustesse, puisqu'il régule quel que soit les variations extérieures (référence ou charge).

- **Compensation de l'énergie reactive**

En plus de la compensation des courants harmoniques, le filtre actif parallèle que nous avons étudié compense aussi l'énergie réactive, en la prenant en compte dans le calcul des courants de référence. Si on enlève le terme de puissance réactive ($\bar{q} + \tilde{q}$) de l'équation 3.13 de la partie précédente, le filtre compensera seulement les courants harmoniques.

La figure (4.24) (a) est prise avant la mise en marche du filtre, la puissance réactive est élevée : 1,287MVAR, et la figure (4.24) (b) est prise après la mise en marche du filtre, on remarque que la puissance réactive a baissé jusqu'à 6447 VAR.



(a) (b)

Figure 4.24 : (a) mesure des puissances avant filtrage.
(b) mesure des puissances après filtrage.

4.4 Conclusion :

Le filtre actif parallèle est principalement utilisé pour résoudre les harmoniques du courant d'alimentation compensant la puissance réactive dans le système de distribution causé par des charges non linéaires. Tant que le filtre actif parallèle basé sur le convertisseur modulaire multiniveaux (MMC) constitue une solution avancée et performante pour la compensation des harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux de moyenne et haute tension. Grâce à sa structure modulaire, le MMC permet une meilleure échelle de tension, une réduction significative des contraintes sur les composants, et une amélioration de la qualité des formes d'onde de sortie.

Conclusion générale

Dans le cadre de la réalisation du notre mémoire de master, nous traitons la modélisation et la commande de convertisseur modulaire multiniveaux. L'objectif principal du travail consiste à applique une stratégie de commande nécessaire au bon fonctionnement de convertisseur modulaire multiniveaux [2]., nous avons élaboré de nombreuses études et concepts, qui se répartissent comme suit :

Dans le premier chapitre de ce travail, on a commencé par parler de la pollution des réseaux électriques qui sont les perturbations harmoniques et leurs conséquences sur les systèmes électriques puis on a fini ce chapitre par mettre des stratégies de dépollution : (solutions traditionnelles tels le filtre amorti et solutions modernes tels le filtre actif et passif).

Dans le deuxième chapitre nous avons traité la structure de filtre actif parallèle, en utilisant déférents méthodes et techniques pour améliorer les formes d'ondes et le taux des distorsions harmoniques

Dans le troisième chapitre, nous avons exploré au première partie les structures de conversion multiniveaux, nous avons expliqué les différentes topologies existantes des convertisseurs multiniveaux en nous focalisant sur la topologie des convertisseurs multiniveaux MMC ainsi que leurs différents avantages et inconvénients. Par suite et dans la seconde partie de ce travail, nous avons modélisé et simulé un convertisseur modulaire multiniveaux afin d'avoir une tension multiniveau et avec des propriétés intéressantes.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à compléter le travail réalisé ou d'ouvrir de nouveaux axes de travail sont envisageables :

¬ Utilisation d'autre méthode de la commande et faire la comparaison entre eux.

¬ Etude des techniques et les méthodes d'analyse pour l'équilibrage de tension.

¬ Vérification expérimentale de l'analyse et des méthodes proposées pour le MMC.

[1] Belhadj Wafa « ETUDE ET SIMULATION D'UN CONVERTISSEUR MODULAIRE MULTINIVEAUX APPLICATION HVDC » mémoire master université IBN-KHALDOUNE TIART,2020.

[2] BEZHOUH TINHINANE « Etude et stratégie de commande des convertisseurs modulaires multi-niveaux» mémoire master université Abderrahmane MIRA bejaia,2017.

[3] Meriem AZMANI & Nerimane BENBACHIR « étude et simulation d'un conditionneur de puissance » mémoire master université Abou beker belkaid de Tlemcen ,2017.

[4] :S. Kerrouche, "Développement Et Implémentation D'un Système De Filtrage Actif De Puissance A Base D'onduleur Triphasé", Mémoire De Magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2009.

[5]:Farid Hamoudi, " Commande Robuste D'un Filtre Actif Shunt A Quatre Fils", Thèse Doctorat De L' Université EL Hadj Lakhder Batna, 2008.

[6]'http://blog.formatis.pro/map607 « Formation, MAP607 », consulté le 23-02-2019.

[7]Éric Félice, Philippe Révilla, « Qualité Des Réseaux Électriques Et Efficacité Énergétique », DUNOD, 2009.

[8]Vanya Ignatova, « Méthodes D'analyse De La Qualité De L'énergie Électrique. Application Aux Creux De Tension Et À La Pollution Harmonique », thèse de doctorat, Université joseph Fourier, France, 20 Octobre 2006.

[9] Christophe PRÉVÉ Et Robert JEANNOT," Guide De Conception Des Réseaux Electriques Industriels", DAS Transport Et Distribution Activité Ensembles Et Applications, Schneider Electric, 1997.

[10] T. DEFLANDRE Et P. MAURS " Les Harmoniques Sur Les Réseaux Electriques ", Direction Des Etudes Et Recherche En France -Edition EYROLLES, 1998.

[11]DJAFFAR Ould Abdeslam, "Techniques Neuromimétiques Pour La Commande Dans Les Systèmes Electriques : Application Au Filtrage Actif Parallèle Dans Les Réseaux Electriques Basse Tension ", Thèse Doctorat De L'univercite DE HAUTE – ALSACE, 2005.

[12]Thierry Deflandre Et Philippe Maurs, " Les Harmoniques Sur Les Réseaux Electriques ", Direction Des Etude Et Recherche En France -Edition EYROLLES -1998.

[13]CEI 61000-2-2 Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 2-2 : Environnement - Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à basse fréquence et la transmission des signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Deuxième édition 2002-03.

[14]EN 50160Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution.

[15]CEI 61000-3-2 Compatibilité électromagnétique (CEM) –Partie 3-2: Limites – Limites pour les émissions de courant harmonique (Courant appelé par les appareils ≤ 16A par phase), deuxième édition 2000-08.

[16]CEI 61000-3-4 Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-4 : Limites – Limitation des émissions

de courants harmoniques dans les réseaux basse tension pour les matériels ayant un courant assigné supérieur à 16 A, première édition 1998-10.

[17] CEI 61000-2-4 : IEC 61000-2-4 Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 2-4 : Environnement – Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence. Deuxième édition 2002-06.

[18] K. Djazia « Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus » thèse doctorat université Ferhat Abbas. Sétif 1. (UFAS) Algérie, 2015.

[19] MAE. Alali « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques Basses Tension ». Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.

[20] Mohamed Muftah Abdusalam, « Structures et Stratégies de Commande des Filtres Actifs Parallèle et Hybride avec Validations Expérimentales », Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.

[21] STEEVE BEAULIEU « Etude Et Mise Au Point D'un Filtre Actif D'harmoniques En Vue D'améliorer La Qualité De L'alimentation Electrique » Memoire Ingenieur 2007 Universite Du Quebec A Chicoutiml

[22] BELHAOUCHET NOURI **«** Fonctionnement A Frequence De Commutation Constante Des Convertisseurs De Puissance En Utilisant Des Techniques De Commande Avancees Application : Amelioration De La Qualite De L'energie » Memoire Doctorat Universite Ferhat Abbas – SETIF, 2011.

[23] N. Bruyant, Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré, France: Thèse de doctorat de l'université de Nantes, 1999

[24] Magraoui Mohamed, « Validation De Techniques De Commande D'unfiltre Actif Parallèle », Mémoire pour l'obtention de lamaîtrise en génie électrique, École de Technologie SupérieureUniversité du Québec, Montréal, le 17 septembre 2007

[25] Ghadbane Ismail, « Commande d'un Filtre Actif Triphasé Parallèle Par Différents Régulateurs », Mémoire de Magistère, Université Mohamed Kheider - Biskra, 24 /02/2011.

[26] S. X. D. Chen, "« Review of the control strategies applied to active power filters," IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, pp. pp. 666-670, April 2004.

[27] L. Czarnecki, "On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p-q theory," IEEE Trans. on power electronics, vol. vol. 19, no. n° 3, pp. pp: 828- 836, 2004.

[28] G. S. a. G. F. F.Z. Peng, "« A series LC filter for harmonic compensation of ac drives »," Power Electronics Specialists Conference, PESC 99.30th annual IEEE, vol. Vol. 1, pp. pp. 213-218, 1999.

[29] A. CHAOUI, "FILTRAGE ACTIF TRIPHASE POUR CHARGES NON LINEAIRES," Thèse Doct. Université de Sétif et Université de Poitiers, France, 2010.

[30] H. Akagi, "New Trends in active Filters for Power Conditioning," IEEE Trans.Ind.AppL, vol. vol. 32, pp. pp. 1312-1322, Nov/Déc 1996. .

[31] Q. N. M. H. M. A. Conor, "A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic

Neutralization in Three Phase, Four-Wire Systems," APEC'93, pp. pp. 841-846, 1993.

[32] N. S. Hasan, N. Rosmin, D. A. A. Osman, and A. H. Musta'amal Jamal, "Reviews on multilevel converter and modulation techniques," Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 80, no. September 2016, pp. 163–174, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.163.

[33] J. M. Kharade and N. G. Savagave, "A Review of HVDC Converter Topologies," no. March, pp. 1822–1830, 2017, doi: 10.15680/IJIRSET.2017.0602054.

[34] M. H.Rashid, Power Electronics Handbook. 2017

[35] M. Saeedifard, R. Iravani, and J. Pou, "Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3255–3266, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.905967.

[36] M. Barghi Latran and A. Teke, "Investigation of multilevel multifunctional grid connected inverter topologies and control strategies used in photovoltaic systems," Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 42, pp. 361–376, 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.10.030.

[37] A. D. Roy and C. Umayal, "A review of various multilevel inverter topologies with reduced component count," Proc. IEEE Int. Conf. "Recent Trends Electr. Control Commun. RTECC 2018, pp. 234–239, 2019, doi: 10.1109/RTECC.2018.8625691.

[38] M. Narimani, B. Wu, and N. R. Zargari, "A novel five-level voltage source inverter with sinusoidal pulse width modulator for medium-voltage applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 3, pp. 1959–1967, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2440656.

[39] I. Colak, E. Kabalci, and R. Bayindir, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes," Energy Convers. Manag., vol. 52, no. 2, pp. 1114–1128, 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2010.09.006.

[40] M.A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, R. Lizana, "Circuit topologies, modelling, control schemes and applications of modular multilevel converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 30, no.1, pp.4-17, 2015

[41] A. Shojaei and G. Joos, "A topology for three-stage solid state transformer," IEEE Power & Energy Society General Meeting, Vancouver, BC, Canada, July 2013.

[42] Udana Niranga Gnanarathna. Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs. PhD thesis, 2014.

[43] Artjoms Timofejevs Daniel Gamboa. Control of MMC in HVDC Applications. PhD thesis, 2013.

[44] Elisabeth N. Abildgaard. Exploring the Properties of a Modular Multilevel Converter Based HVDC Link. PhD thesis, 2012.

[45] X.Guillaud J.Rimez A.van der Meer D.Van Hertem J.Beerten, O.Gomis-Bellmunt. Modeling and control of hvdc grids : a key challenge for the future power system. Power Systems Computation Conference.

[46] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 30, no.1, pp. 37-53,

January 2015.

[47] M. Guan, H. Chen, and Z. Xu, "Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system," 37th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Melbourne, Australia, November 2011.

[48] A. Hassanpoor, L. Ängquist, S. Norrga, K. Ilves, and H. P. Nee, "Tolerance band modulation methods for modular multilevel converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 30, no.1, pp.311-326, January 2015.

[49] M. Saeedifard, and R. Iravani, "Dynamic performance of a modular multilevel backtoback HVDC System," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 25, no.4, pp.2903-2912, October 2010.

[50] A. K. Sahoo, R. Leon, and N. Mohan, "Review of modular multilevel converters for teaching a graduate-level course of power electronics in power systems", North American Power Symposium (NAPS), Manhattan, USA, November 2013.

[51] Benmlra Hassan « Comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique» l'université en du québec à trois-rivièresjam'ier 2003

[52] Vahid Najmi « Modeling, Control and Design Considerations for Modular Multilevel Converters » Virginia Polytechnic Institute 2015.

[53] Yousfi Abdelkader, « Amélioration De La Qualité D'énergie Électrique En Utilisant Un Onduleur De Tension À Cinq Niveaux », Mémoire de Magister, Université Hassiba Benbouali Chlef, 2008.

[54] AlaliMohamad AlaaEddin, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) », Thèse de Doctorat, École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur, 2 Septembre 2002.

[55] Frederico T. Ghetti, André A. Ferreira1, Henrique A.C. Braga and Pedro G. Barbosa,A Study of Shunt Active Power Filter based on Modular Multilevel Converter (MMC) 2012 10 th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications

[56] Boucif Abdelmalek, « Filtrage actif d'un réseau Électrique », Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 04 Juin 2014.