

Universitaire BOUSSOUF Abdelhafid -Mila
Institut des Sciences et Technologie
Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N°Ref :.....

Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de **MASTER**
Spécialité : Electromécanique

**Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Type
Parallèle**

Réalisé par :
- Latreche Abd El-Djalil
- Birem Mohamed

Soutenu devant le jury :

Mme. HadeF Souhila
Mme. Dib Samira
M. Tiar Mourad

Président
Examineur
Encadreur

Année universitaire : 2023

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire BOUSSOUF Abdelhafid -Mila
Institut des Sciences et Technologie
Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N°Ref :.....

Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de MASTER
Spécialité : Electromécanique

Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Type Parallèle

Réalisé par :

- Latreche Abd El-Djalil
- Birem Mohamed

Soutenu devant le jury :

Mme. HadeF Souhila
Mme. Dib Samira
M. Tiar Mourad

Président
Examineur
Encadreur

Année universitaire : 2023

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ceux qui ont donné naissance à ma mère et à mon père .
Qui ont vu plus de moi tout au long de ma vie
Je veux aussi dédier ce travail
Pour mes sœurs
Pour mon frère A tous mes amis.
Et quiconque m'a aimé et m'a encouragé et tous ceux qui m'ont aidé Proche ou lointain et
tous ceux qui les ont oubliés involontairement.

Dédicace

Je souhaite dédier humblement ce travail à mes parents, ceux qui m'ont donné naissance et ont été témoins de chaque étape de ma vie. Je tiens également à le dédier à mes sœurs, à mon frère, à tous mes amis et à tous ceux qui m'ont aimé, encouragé et apporté leur soutien, que ce soit de près ou de loin. Je n'oublie pas non plus ceux qui ont contribué involontairement et que j'aurais pu négliger.

Birem Mohamed

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions le Allah, notre créateur de nous avoir donnés la force, la volonté et le courage afin d'accomplir ce travail modeste.

Nous sommes très reconnaissant à Monsieur TIAR MOURAD pour nous avoir encadré et en particulier son soutien, ses conseils et sa patience. Son expérience et sa connaissance ont contribué à notre formation scientifique.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles qui ont toujours soutenus et à tous ceux qui ont participé à réaliser ce mémoire, Ainsi que l'ensemble des enseignements qui ont contribué à notre formation

Nomenclature

V_1, V_2 : Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang
FP : Facteur de puissance
P : Puissance active
Q : Puissance réactive
D : Puissance déformante
S : Puissance apparente
P(t) : Puissance réelle instantanée
q(t) : Puissance imaginaire instantanée
 \bar{p} : Puissance continue
 V_s : La tension de la source
 p_{ref}, q_{ref} : Référence de la puissance active et réactive
 V_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tension instantanées au point de couplage
 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants débités par le réseau
 i_{α}, i_{β} : Courant de charge dans le plan (α, β)
 $i_{ref1}, i_{ref2}, i_{ref3}$: Courant de référence
 S_a, S_b, S_c : Signaux de commande des interrupteurs de puissance
 d_p, d_q : Sortie digitale des comparateurs à hystérésis des puissances P et q
 V_{dc} : Tension du bus continu
 V_{drefc} : Tension continu de référence
 L_f : Inductance de découplage
 R_f : Résistance de découplage
 L_s : Inductance du réseau
 R_s : Résistance du réseau
 I_1, I_h : Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang
 V_m : La valeur moyenne de la tension
C : Capacité de stockage
THD, Taux : de distorsion harmonique
FAS : Filtre actif Série
FAP : Filtre actif parallèle
PI : Régulateur proportionnel intégral
 ω : Pulsation du réseau
 I_n : Valeur efficace du courant harmonique de rang n,
 φ : Déphasage du fondamental,
GTO: (En anglais: Gate-turn off thyristor).
EDF : distributeur de l'électricité
 Z_{ccn} : l'impédance harmonique de court-circuit du réseau.
ASI: Les alimentations sans interruption
 $U_{DC\ ref}$: Tension souhaité aux bornes du condensateur C
 $U_{DC\ mes}$: Tension réelle aux bornes du condensateur C

Sommaire

Dédicace	
Remerciements	
Nomenclature	
Sommaire	
Liste des Figures	
ملخص	
Abstract	
Introduction Générale.....	1

Chapitre 1 : Perturbation des Réseaux Electricque et Principe de Compensation

Introduction.....	4
1.1 Perturbations des Réseaux.....	4
1.1.1 Caractérisation des Perturbations	4
1.1.1.1 Taux de Distorsion Harmonique.....	5
1.1.1.2 Facteur de Puissance.....	7
1.1.2 Effets Nocifs	8
1.1.2.1. Pollution Harmonique.....	8
1.1.2.2 Consommation de Puissance Réactive.....	10
1.1.3 Réglementations	10
1.2 Solutions Traditionnelles de Réduction des Perturbations	11
1.2.1 Minimisation des Sources Perturbatrices	11
1.2.1.1 Courants Harmoniques Générés par un Pont Hexa Phase.....	11
1.2.1.2 <u>Pont Dodécaphasé</u>	12
1.2.2 Filtrage d'Harmoniques	14
1.2.3 Compensation de Puissance Réactive.....	16
Conclusion.....	17

Chapitre 2 : étude de structure de filtre actif parallèle

Introduction.....	19
2.1. Les Filtres.....	20
2.1.1 Filtrage Passif.....	20

2.1.1.1 Filtre Résonant.....	20
2.1.1.2 Filtre Amorti.....	20
2.1.1.3 Filtre Passe Haut.....	21
2.1.2. Filtre Adaptatif.....	21
2.1.3 Filtrage Actif.....	22
2.1.3.1. Filtre Actif Série (FAS)	22
2.1.3.2. Filtre Hybride.....	23
2.1.3.3 Filtre Actif Parallèle (FAP)	23
2.2. Les Avantages et les Inconvénients des Filtrés Actifs Parallèles	30
2.3. Structure du Filtre Actif Parallèle.....	31
2.3.1. Etude de la Partie Puissance.....	31
2.4. Modélisation de FAP.....	32
2.4.1. Modélisation de Charge.....	32
2.4.2. Modélisation de Réseau.....	32
2.4.3. Modélisation de l'Onduleur de Tension.....	32
2.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	33
2.6. Dimensionnement des Inductances L.....	35
2.6.1. Le Principe.....	36
2.6.2. Les Simulations sur SIMULINK pour le Dimensionnement de L.....	36
Conclusion	42

Chapitre 3 : Etude des Stratégies de Commandes de Filtre Actif

Introduction.....	44
3.1. Identification des Courants Harmonique de Régulation.....	45
3.1.1. Le Principe.....	45
3.1.2. Les Boucles de Régulation de l'Onduleur.....	45
3.1.2.1. La Boucle de Régulation de Tension U_{dc}	48
3.1.2.2. La Boucle Génératrice de Courant de Compensation.....	48
3.1.3. Comment Trouver i compensation consigne ?	48
3.1.4. Comment Trouver φ pour une Charge Quelconque ?	50
3.1.5. Calcul de la Puissance Fluctuante.....	51
3.1.6. Détermination des Courants de Compensation Consigne.....	53
3.1.7. La boucle de Régulation avec la Méthode du Changement Référentiel.....	53

3.1.7.1. Calcule de e_α et e_β , la Tension de Source dans le Référentiel de Concordia.....	54
3.1.7.2. Calcule de e_d et e_q , la Tension de Source dans le Référentiel de Park d'Angle θ	55
3.1.7.3. Calcule de $i_{\text{corr } \alpha\beta}$, Courant de Correction dans le Référentiel de Concordia.....	55
3.3.Résultat de Simulation.....	66
3.4. Conclusion	71
Conclusion Générale.....	73
Références Bibliographiques	74
Annesxes	
Resumé	
ملخص	
Abstract	

Liste des Figures

-Figure (1.1) : Système distributeur-récepteur.....	5
-Figure (1.2) : Circuits équivalents pour le calcul de la tension au point de raccordement...	6
-Figure (1.3) : Schéma du pont redresseur.....	12
-Figure (1.4) : Tension et courant de la phase 1.....	12
-Figure (1.5) : Mise en série de deux ponts hexa phases.....	13
-Figure (1.6) : Mise en parallèle de deux ponts hexa phases.....	14
-Figure (1.7) : Principe de filtrage.....	15
-Figure (1.8) : Différents types de filtre passif.....	16
-Figure (1.9): Schéma de principe du stat compensateur.....	17
-Figure (2.1): Filtre résonant.....	20
-Figure (2.2): Filtre amortie.....	21
-Figure (2.3): Filtre passif passe.....	21
-Figure (2.4) : Les différents types de filtre actif.....	22
-Figure (2.5) : Le principe des filtres actifs séries	23
-Figure (2.6) : Le principe des filtres actifs parallèles	24
-Figure (2.7): Visualisation des courants mis en jeu	24
-Figure (2.8) : Schéma simplifié d'un filtre actif parallèle.....	25
-Figure (2.9) : Les filtres actifs parallèles avec onduleur.....	26
-Figure (2.10): Les filtres actifs parallèles avec capacités à commutation.....	27
-Figure (2.11) : Les filtres actifs parallèles avec structure lattice.....	27
-Figure (2.12) : Les filtres actifs parallèles avec régulateur de tension	28
-Figure (2.13): Les caractéristiques des différents types de filtres actifs parallèles.....	29
-Figure (2.14): Structure d'un filtre actif parallèle.....	31
-Figure (2.15) : Onduleur triphasé à structure tension.	32
-Figure (2.16): Principe de commande des courants par MLI.	33
-Figure (2.17) : Commande par modulation de largeur d'impulsions.....	34
-Figure (2.18): Schéma de principe de l'onduleur monophasé commandé par MLI sinus-triangle.	35
-Figure (2.19) : Schéma simplifié de l'onduleur associé à la source de tension par l'intermédiaire de l'inductance L.....	35
-Figure (2.20) : Schéma SIMULINK permettant de simuler les courants $i_{\text{ond a}}$, $i_{\text{ond b}}$, $i_{\text{ond c}}$	37
-Figure (2.21) : Schéma SIMULINK permettant de simuler les tensions u_a , u_b , u_c	38
-Figure (2.22) : Forme d'onde de $U_{\text{ond a}}$	39
-Figure (2.23) : Forme d'onde de $U_{\text{ond b}}$	39
-Figure (2.24) : Forme d'onde de $U_{\text{ond c}}$	40
-Figure (2.25) : Forme d'onde de U_a	40
-Figure (2.26) : Forme d'onde de U_b	41
-Figure (2.27) : Forme d'onde de U_c	41
-Figure (3.1) : Le schéma détaillé du filtre actif parallèle étudié.....	46
-Figure (3.2) : Évolution de la tension U_{dc} au cours du temps.....	46

-Figure (3.3) : Schéma global du filtre actif parallèle avec l'ensemble des boucles de régulation.....	47
-Figure (3.4) : Zoom sur les tensions aux bornes des inductances L et sur les courants qui les traversent.....	60
-Figure (3.5): Schéma des équations aux bornes des bobines L dans le référentiel de Park, associé à une partie pour compenser le couplage des composantes directes et en quadratures.....	62
-Figure (3.6) : Schémas équivalents au schéma de couplage entre les grandeurs directs et celles en quadratures de la Figure (3.5)	63
-Figure (3.7) : Bloc régulateur à pulsation ω	63
-Figure (3.8) : Bloc régulateur à pulsation 5ω	64
-Figure (3.9) : Bloc régulateur à pulsation 7ω	64
-Figure (3.10) : Boucle de retour de U_{dc}	64
-Figure (3.11) : Le schéma détaillé du filtre actif parallèle étudié.....	65
-Figure (4.1): courant de correction mesuré.....	67
-Figure (4.2) : courant de correction de consigne.....	67
-Figure (4.3) : Les courants de correction de consigne et mesuré.....	68
-Figure (4.4) : Les courants de la source.....	68
-Figure (4.5) : La Tension à l'entrée de l'onduleur U_{dc} mes.....	69
-Figure (4.6) : la puissance moyenne.....	69
-Figure (4.7) : la tension de réseau et le corant de réseau.....	70
-Figure (4.8) : Analyse spectrale de courant de correction de référence.....	70
-Figure (4.9): Analyse spectrale de courant de Correction de mesuré.....	71
-Figure annexe1 : Schéma du filtre actif parallèle réalisé sous SIMULINK	
-Figure annexe 2 : Bloc puissance moyenne	
-Figure annexe 3 : Bloc i_{source}	

ملخص

الأحمال غير الخطية تستهلك تيارات غير سينية، وتستهلك طاقة متلازمة وتولد اضطرابات تشوش وتدهور للمعدات المتصلة بالشبكة. في هذا العمل، استخدمنا المرشح النشط التوازي كحل للتخلص من الاضطرابات والهارمونيكي التي تولدها الحمل غير الخطي من خلال محاكاة MATLAB/SIMULINK. قدمت التحكم في التيار أداءً جيداً للمرشح النشط التوازي مقارنة بالحلول التقليدية مثل المرشحات السلبية.

كلمات مفتاحية: الأحمال غير الخطية – الطاقة المتلازمة – الاضطرابات – المرشح النشط التوازي – الهارمونيكي – المرشحات السلبية، : THD نسبة التشوه الهارمونيكي.

Abstract

Non-linear loads absorb non-sinusoidal currents, consume reactive power, and generate disturbances that disrupt and degrade network-related equipment. In this work, we employed the parallel active filter as a solution to eliminate the disturbances and harmonics caused by non-linear loads through MATLAB/SIMULINK simulations. Current control demonstrated good performance for the parallel active filter compared to traditional solutions such as passive filters.

Keywords: Non-linear loads, reactive power, disturbances, parallel active filter, harmonics, passive filters, THD: Total Harmonic Distortion

introduction générale

La stabilité et la qualité de l'alimentation électrique sont des éléments cruciaux pour assurer le bon fonctionnement des équipements connectés au réseau. Cependant, l'augmentation des charges non linéaires dans les systèmes électriques a conduit à l'apparition de perturbations et d'harmoniques indésirables, entraînant des problèmes tels que la dégradation des équipements et la mauvaise qualité de l'énergie électrique.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude des perturbations des réseaux électriques et aux principes de compensation qui permettent de les atténuer. Plus précisément, nous nous concentrons sur l'utilisation du filtre actif parallèle en tant que solution efficace pour éliminer les perturbations et les harmoniques générées par les charges non linéaires. Contrairement aux filtres passifs traditionnels, le filtre actif parallèle offre des performances supérieures grâce à sa capacité à réguler activement les courants indésirables.

Ce travail commence par l'étude approfondie des perturbations des réseaux électriques. Nous examinons les différents types de perturbations générées par les charges non linéaires, telles que les courants non sinusoïdaux et la consommation de puissance réactive. De plus, nous explorons les conséquences de ces perturbations sur les équipements connectés au réseau.

La suite se concentre sur l'étude de la structure et du fonctionnement du filtre actif parallèle. Nous analysons en détail les composants essentiels de ce dispositif, ainsi que son principe de fonctionnement. Une attention particulière est accordée à la manière dont le filtre actif parallèle atténue les harmoniques et compense la puissance réactive.

En troisième position, nous abordons les différentes stratégies de commande du filtre actif parallèle. Nous examinons les méthodes les plus couramment utilisées, telles que la commande en courant, qui offre des performances avancées par rapport aux solutions traditionnelles. Nous comparons également les avantages et les inconvénients de chaque stratégie de commande.

Enfin, nous présentons les résultats de simulations obtenus à l'aide de MATLAB/SIMULINK pour évaluer les performances du filtre actif parallèle. Ces simulations nous permettent de quantifier l'efficacité du filtre dans l'élimination des perturbations et des harmoniques indésirables générées par les charges non linéaires.

En conclusion, ce mémoire met en évidence l'importance des perturbations des réseaux électriques générées par les charges non linéaires et propose le filtre actif parallèle comme solution efficace pour atténuer ces perturbations. Les résultats des simulations démontrent les

performances supérieures du filtre actif parallèle par rapport aux solutions traditionnelles, telles que les filtres passifs. Ce travail contribue ainsi à l'amélioration de la stabilité et de la qualité de l'alimentation électrique, ouvrant la voie à des systèmes électriques plus fiables et plus performants.

CHAPITRE I

Perturbation des réseaux électriques et principes de compensation

INTRODUCTION

1.2 PERTURBATIONS DES RESEAUX

1.2.1 Caractérisation des perturbations

1.1.2.1 Taux de distorsion harmonique

1.1.1.2 Facteur de puissance

1.1.3 Effets nocifs

1.1.2.1. pollution harmonique

1.1.2.2 Consommation de puissance réactive

1.1.3 Réglementations

1.2 SOLUTIONS TRADITIONNELLES DE REDUCTION DES PERTURBATIONS

1.2.1 Minimisation des sources perturbatrices

1.2.1.1 Courants harmoniques générés par un pont hexa phase

1.2.1.2 Pont dodécaphasé

1.2.2 Filtrage d'harmoniques

1.2.3 Compensation de puissance réactive

CONCLUSION

Introduction

Ces dernières années, on observe une croissance constante du nombre de convertisseurs statiques connectés aux réseaux de distribution d'énergie. Cependant, cette augmentation pose certains problèmes aux distributeurs d'énergie, car ces convertisseurs sont une source de pollution. En effet, les convertisseurs statiques génèrent des courants non sinusoïdaux et consomment principalement de la puissance réactive.

L'objectif de ce chapitre est de mettre en évidence, tout d'abord, l'impact de la connexion des convertisseurs statiques sur les réseaux électriques et leur environnement.

Ensuite, nous présenterons les différentes méthodes actuellement utilisées dans l'industrie pour minimiser les perturbations.

Enfin, nous ferons une brève présentation des nouvelles techniques de réduction des perturbations, telles que les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et les filtres actifs, qui offrent de bonnes perspectives pour la dépollution des réseaux.

1.1.Perturbation des Réseaux

1.1.1. Caractérisation des Perturbations

Lorsqu'un récepteur d'énergie présente les caractéristiques suivantes, il est considéré par le distributeur d'électricité comme une charge perturbatrice :

- Il absorbe des courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés.
- Il consomme de la puissance réactive.

Ces deux premiers types de perturbations peuvent altérer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci devient significative. Le troisième type réduit la puissance active pouvant être produite ou transmise par les générateurs, les transformateurs ou les lignes.

Différentes grandeurs sont définies pour évaluer ces perturbations. Parmi celles-ci, les plus couramment utilisées sont le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance, qui caractérisent respectivement la pollution harmonique et la consommation de puissance réactive.

Dans cette étude, nous nous concentrons exclusivement sur les perturbations induites dans les réseaux électriques par les convertisseurs statiques.

1.1.1.1. Taux de Distorsion Harmonique

Afin d'illustrer la déformation des tensions du réseau causée par le raccordement des convertisseurs statiques, nous proposons d'examiner le système représenté dans la figure (1.1).

Le distributeur d'énergie est un réseau triphasé qui est modélisé en monophasé par une source de tension idéale placée en série avec une impédance de court-circuit [5][7]. Cette impédance est déterminée en fonction des caractéristiques des alternateurs, des transformateurs et des lignes du système. De l'autre côté, nous avons un récepteur d'énergie qui représente une charge non linéaire. Dans la pratique, cela peut être un convertisseur statique tel qu'un redresseur, un cyclo convertisseur ou un gradateur.

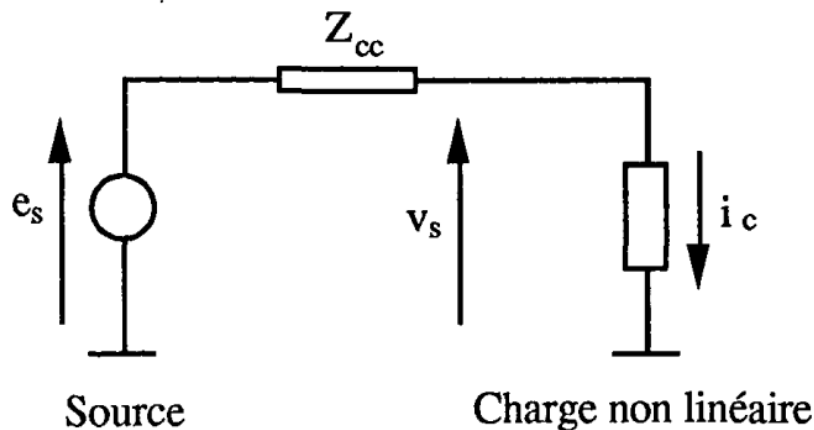


Figure (1.1) : Système distributeur-récepteur

Étant donné que le courant consommé par la charge est périodique, il peut être décomposé en une série de Fourier. Supposons que ce courant soit identique pour chaque période du réseau et qu'il ne contienne pas de composante continue. Dans cette situation, seules les harmoniques de fréquence multiples de la fréquence fondamentale sont présentes. Ainsi, nous avons l'équation suivante

$$i_c = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sqrt{2} \sin[n(\omega t - \phi_n)] \quad (1.1)$$

avec :

ω : Pulsation du réseau,

I_1 : Valeur efficace du fondamental du courant,

I_n : Valeur efficace du courant harmonique de rang n ,

ϕ_1 : Déphasage du fondamental,

$\sim n\phi_n$: Phase de l'harmonique de rang n à l'instant $t = 0$.

En utilisant l'impédance de court-circuit Z_{ccn} pour l'harmonique de rang n , nous pouvons déduire, à partir de la figure I.1, les circuits équivalents pour les grandeurs fondamentales et harmoniques (figure 1.2). La tension au point de raccordement est alors déterminée par :

$$V_s = V_{s1} + \sum_{n=2}^{\infty} V_{sn} \quad (1.2)$$

$$V_{s1} = e_s - |Z_{cc1}| \times I_1 \sqrt{2} \times \sin(\omega t - \phi_1 + \varphi_{cc1}) \quad (1.3)$$

$$V_{sn} = -|Z_{ccn}| \times I_n \sqrt{2} \times \sin(n(\omega t - \phi_n) + \varphi_{ccn}) \quad (1.4)$$

Dans cette expression, Z_{ccn} est le module et ϕ_{ccn} est l'argument de l'impédance de court-circuit Z_{ccn} .

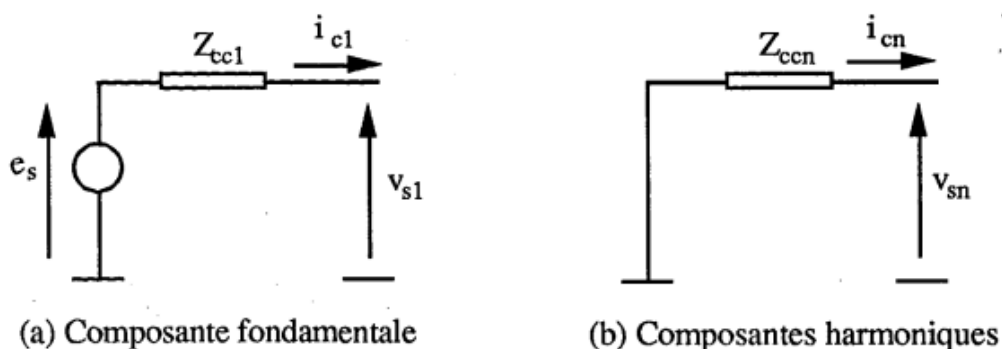


Figure (1.2) : Circuits équivalents pour le calcul de la tension au point de raccordement

D'après l'équation I.2, on observe que les courants harmoniques déforment la tension à travers l'impédance de court-circuit du réseau. Lorsque des courants harmoniques sont générés par une charge polluante, la déformation de la tension est d'autant plus prononcée lorsque l'impédance de court-circuit du réseau est élevée.

Pour quantifier cette déformation, on utilise généralement le taux de distorsion harmonique (THD) en tension comme mesure de cette déformation [5][7]. Celui-ci s'écrit :

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (1.5)$$

avec : V_1 : Valeur efficace du fondamental de la tension,

V_n : Valeur efficace de la tension harmonique de rang n.

1.1.1.2 Facteur de puissance

Étant donné que la plupart des convertisseurs statiques consomment de la puissance réactive, la capacité de transmission de puissance active à travers les mêmes lignes est réduite. Cet effet est quantifié par le facteur de puissance, qui est généralement défini comme le rapport de la puissance active à la puissance apparente :

$$F = \frac{P}{S} \quad (1.6)$$

Considérons $v(t)$ comme la tension instantanée et $i(t)$ comme le courant instantané d'une phase de la charge.

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}V_n \times \sin[n(\omega t + \alpha_n)] \quad (1.7)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \times \sin[n(\omega t + \beta_n)] \quad (1.8)$$

Les valeurs efficaces de $v(t)$ et $i(t)$ sont alors :

$$V = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (1.9)$$

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.10)$$

Dans le cas d'un système équilibré à m phases, la puissance apparente est définie par :

$$S = mVI \quad (1.11)$$

La puissance active est la somme des puissances moyennes du fondamental et des harmoniques :

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} mV_n I_n \cos(n\phi_n) \quad (1.12)$$

$$\text{avec: } \phi_n = \alpha_n - \beta_n \quad (1.13)$$

Finalement, le facteur de puissance s'exprime de la manière suivante :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(n\phi_n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \times \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1.14)$$

Lorsque le réseau est beaucoup plus puissant que la charge non linéaire, on peut supposer que la tension au point de raccordement reste sinusoïdale. Dans ce cas, l'équation (1.15) se simplifie et devient :

$$F = \frac{I_1 \cos \phi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1.15)$$

Il est pertinent de distinguer dans le facteur de puissance l'effet du déphasage du courant fondamental de celui des harmoniques. Par analogie avec le régime sinusoïdal, on définit ainsi la puissance réactive due au déphasage du courant fondamental comme suit :

$$Q = mV_1 I_1 \sin \phi_1 \quad (1.16)$$

Il existe une autre puissance provenant des harmoniques, appelée puissance de distorsion, qui peut être définie par :

$$D = mV_1 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (1.17)$$

L'expression du facteur de puissance peut alors se mettre sous la forme suivante:

$$F = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.18)$$

ou

$$P = mV_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (1.19)$$

1.1.2. Effets Nocifs

1.1.2.1. Pollution Harmonique

En injectant des courants harmoniques, les convertisseurs statiques peuvent produire divers effets nocifs sur le réseau et son environnement. De nombreuses publications ont traité des cas où ces effets ont atteint des niveaux intolérables [10][12][13]. L'échauffement excessif, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, le dysfonctionnement électronique, l'excitation de résonance peuvent être cités comme exemples que nous développons ci-après:

Echauffement: Les pertes Joule totales sont égales à la somme de celles du fondamental et des harmoniques:

$$I^2R = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 R \quad (1.20)$$

Lorsque les équipements électriques sont dimensionnés pour fonctionner uniquement en régime sinusoïdal, la présence d'harmoniques entraîne des pertes supplémentaires et réduit leur rendement. Cela est notamment vrai pour les machines électriques, les transformateurs, les câbles et les condensateurs.

Les interférences avec les réseaux de télécommunication sont également un problème. Le couplage électromagnétique entre les réseaux de puissance et les réseaux de télécommunication peut générer d'importants bruits dans ces derniers. Dans certains cas, en particulier lorsqu'il y a résonance, une partie des réseaux de télécommunication peut devenir inutilisable[13].

La présence d'harmoniques peut également causer des dysfonctionnements dans certains équipements électroniques. Les tensions (ou courants) qui varient plusieurs fois de signe dans une demi-période du réseau peuvent perturber les appareils de mesure ou les systèmes de régulation numérique qui dépendent du passage par zéro des grandeurs électriques [10][12].

Il existe également des risques d'excitation de résonance. Normalement, les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances des transformateurs et des câbles sont élevées. Cependant, lorsque des batteries de condensateurs sont connectées au réseau pour améliorer le facteur de puissance, les fréquences de résonance peuvent devenir plus basses et coïncider avec les harmoniques générés par les convertisseurs statiques. Cela peut entraîner des phénomènes d'amplification des harmoniques.

Les harmoniques peuvent également engendrer d'autres effets indésirables, tels que :

_L'augmentation du niveau sonore et des fluctuations de couple dans les machines électriques.

_L'accélération du vieillissement des équipements d'éclairage.

_L'apparition de perturbations sur les appareils sensibles, tels que les ordinateurs.

Ces effets sont dus aux variations non linéaires du courant et de la tension causées par les harmoniques, qui peuvent perturber le fonctionnement normal de ces équipements et entraîner des problèmes supplémentaires.

1.1.2.2 Consommation de Puissance Réactive

La consommation de puissance réactive par les convertisseurs statiques a des répercussions économiques. En effet, la puissance active que le réseau peut fournir est déterminée par :

$$P=F \times S \quad (1.21)$$

Les générateurs, transformateurs, lignes électriques et appareils de contrôle et de mesure sont conçus pour fonctionner avec des tensions et des courants nominaux. Un faible facteur de puissance entraîne une utilisation inefficace de ces équipements.

De plus, elle est à l'origine de la fluctuation de tension du réseau, nuisible au fonctionnement des installations électriques, fluctuation estimée par [1]:

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{S_{cc}} (Q_{\max} - Q_{\min} + \frac{P_{\max} - P_{\min}}{\text{tg}\phi}) \quad (1.22)$$

avec:

S_{cc} : Puissance de court-circuit du réseau,

$\text{tg}\phi = X_c/R_c$, $R_c + jX_c$ réécriture des formules étant l'impédance de court-circuit du réseau.

Dans la plupart des cas, le facteur de puissance ($\text{tg}\phi$) est élevé, et la majeure partie des fluctuations de tension est en effet causée par la consommation de puissance réactive [3].

$$\frac{\Delta V}{V} \neq \frac{\Delta Q}{S_{cc}} \quad (1.23)$$

1.1.3 Règlements

La grandeur universellement reconnue comme celle qui caractérise l'effet nocif des distorsions est la tension harmonique superposée à la tension normale des réseaux. Il n'y a pas encore de consensus international sur ce que doit être un réseau "propre" ou convenable. En France le distributeur de l'électricité (EDF) a défini les valeurs limites pour les perturbations harmoniques de tension engendrées par un client perturbateur, et par lui seul. Celles-ci, au point de raccordement sur le réseau EDF sont fixées à /1/ :

$$\text{- Pour un harmonique pair : } \frac{V_1}{V_n} < 0.6\% \quad (1.24)$$

$$\text{- Pour un harmonique impair: } \frac{V_n}{V_1} < 1\% \quad (1.25)$$

$$\text{- Pour le taux de distorsion : } \text{THD} < 1.6\% \quad (1.26)$$

Lorsque les valeurs limites sont dépassées, l'installation de dispositifs de filtrage devient nécessaire. Sinon, il sera nécessaire d'augmenter la puissance de court-circuit du réseau.

1.2 Solutions Traditionnels de Réduction des Perturbations

1.2.1 Minimisation des Sources Perturbatrices

Les redresseurs sont largement utilisés comme convertisseurs, que ce soit pour alimenter directement des récepteurs en courant continu ou pour servir de première étape dans les chaînes de conversion d'énergie à partir du réseau électrique.

Actuellement, les structures en pont sont les plus couramment utilisées en raison de leurs meilleurs spectres harmoniques par rapport aux structures en étoile. Cependant, les structures en étoile peuvent être avantageuses dans des situations particulières où la chute de tension des deux semi-conducteurs en série est trop importante [11].

Dans la suite, nous explorerons le principe de réduction des harmoniques de courant dans le réseau en utilisant des configurations de ponts redresseurs en série ou en parallèle.

1.2.1.1 Courants Harmoniques Générés par un Pont Hexa Phase

Le schéma du redresseur est illustré dans la figure (1.3). Supposons que le redresseur soit alimenté par une source de tension idéale et qu'il génère un courant redressé parfaitement lissé. La tension et le courant de la phase 1 du réseau sont présentés dans la figure (1.4). Le courant est théoriquement composé de créneaux positifs d'une largeur de $2n/3$, suivis de créneaux négatifs de même largeur, décalés de $n/3$. L'angle α représente le retard d'amorçage des thyristors.

Les courants de ligne peuvent être décomposés en une série de Fourier. Pour la phase 1, nous avons l'expression suivante :

$$i_1(t) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \left\{ \sin(\omega t - \alpha_1) - \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \alpha_1)] \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - \alpha_1)] + \dots \right\} \quad (1.27)$$

Il est observé que les courants harmoniques correspondent aux rangs $6K \pm 1$ ($K=1, 2, 3$, etc.), et que la valeur efficace de chaque harmonique est inversement proportionnelle.

$$I_n = \frac{I_1}{n} \quad (1.28)$$

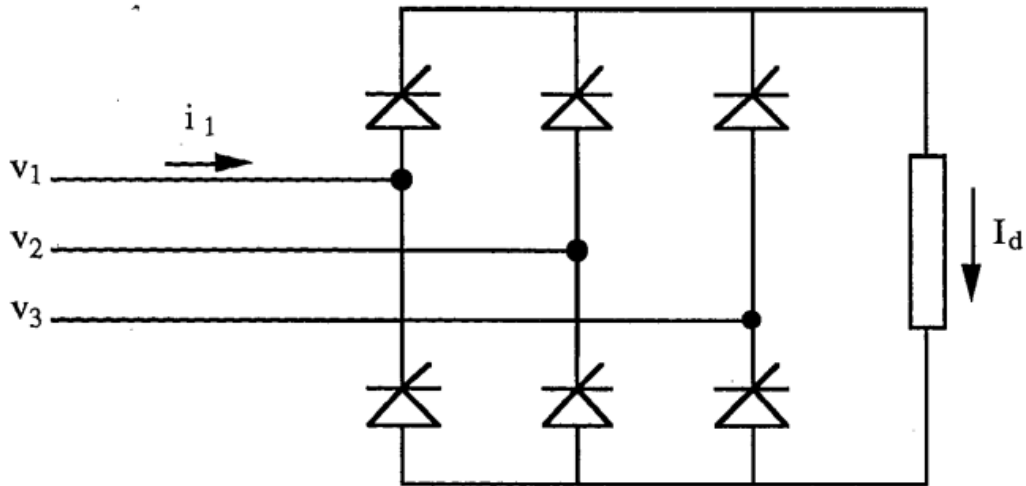


Figure (1.3) : Schéma du pont redresseur

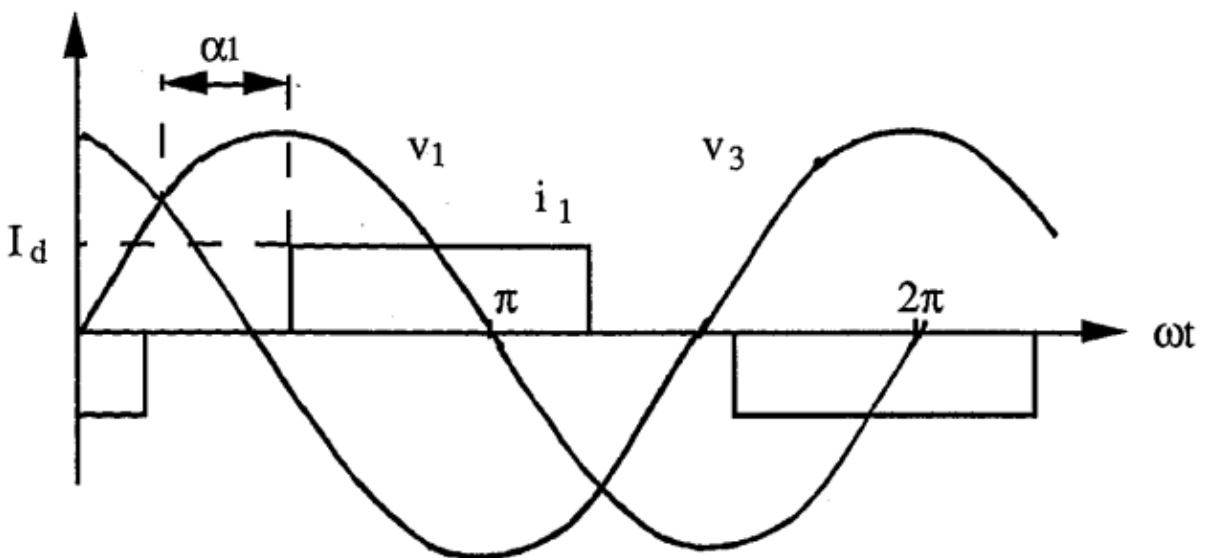


Figure (1.4) : Tension et courant de la phase 1

1.2.1.2 Pont Dodécaphasé

La configuration d'un pont dodécaphasé est obtenue en associant deux ponts hexaphasés en série ou en parallèle. Cette configuration permet d'augmenter la fréquence d'ondulation de la tension redressée et d'éliminer certains harmoniques de courant dans les lignes. Pour mettre en place ce montage, il est nécessaire d'utiliser deux transformateurs ou un transformateur avec deux enroulements. Les enroulements primaires et secondaires doivent être couplés différemment, par exemple en mode étoile (Y/IY) et en mode triangle (Y/Δ). Les deux ponts hexaphasés, alimentés respectivement par chaque enroulement secondaire, doivent avoir le

même retard à l'amorçage. Lorsque les deux ponts hexaphasés sont connectés en série, les tensions redressées s'additionnent directement, et leur somme donne la tension de sortie (figure 1.5).

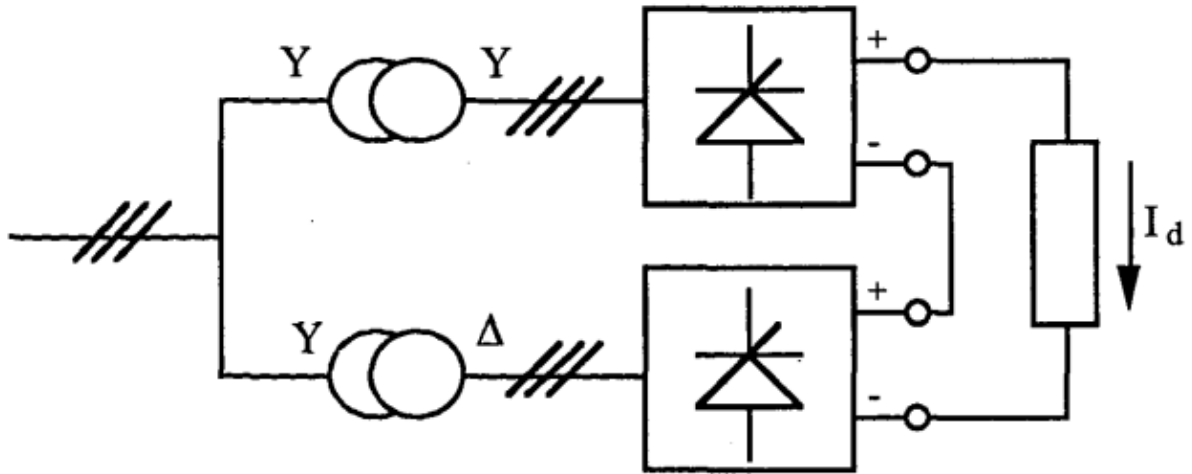


Figure (1.5) : Mise en série de deux ponts hexa phases

En considérant les couplages différents des transformateurs, une phase de décalage de $1t/6$ est introduite sur les tensions d'entrée des deux ponts. En conséquence, les courants correspondants ont des formes similaires, mais déphasés les uns par rapport aux autres de $1t/6$. En connaissant ces courants, il est possible de déterminer les courants aux primaires des transformateurs selon leurs couplages. Pour la première phase du transformateur Y/Δ

Le courant s'exprime de la manière suivante:

$$i_{YY}(t) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi K_1} \left\{ \sin(\omega t - \alpha_1) - \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \alpha_1)] \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - \alpha_1)] + \dots \right\} \quad (1.29)$$

et pour celui du transformateur Y/Δ :

$$i_{Y\Delta}(t) = \frac{2I_d}{\pi K_2} \left\{ \sin(\omega t - \alpha_1) + \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \alpha_1)] \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - \alpha_1)] + \dots \right\} \quad (1.30)$$

En utilisant les rapports de transformation internes K_1 et K_2 des transformateurs Y/Y et Y/Δ respectivement, afin d'assurer des amplitudes de tension égales aux entrées des redresseurs, il est nécessaire de satisfaire à l'équation suivante:

$$k_2 = k_1 /$$

En combinant les courants $i_{yy}(t)$ et $i_{y\Delta}(t)$, le courant de ligne peut être exprimé de la manière suivante:

$$i_1(t) \approx \frac{4\sqrt{3}I_d}{\pi K_1} \left\{ \sin(\omega t - \alpha_1) + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{23} \sin[23(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{25} \sin[25(\omega t - \alpha_1)] + \dots \right\} \quad (1.31)$$

Ainsi, le courant résultant ne contient que les harmoniques de rangs $12K \pm 1$ ($K=1, 2, 3$, etc.). Lorsqu'on met en parallèle deux ponts hexaphases, il est nécessaire d'inclure une inductance de couplage à leurs sorties (voir Figure 1.6). Dans des conditions idéales, la tension appliquée à la charge est égale à la valeur moyenne des deux tensions redressées, et chaque pont délivre la moitié du courant I_d . Du point de vue du réseau, les deux redresseurs fonctionnent de manière identique à la configuration en série, ce qui signifie que le contenu harmonique dans les lignes reste le même.

Les structures dodécaphasées présentent des caractéristiques très intéressantes en termes d'harmoniques par rapport à un pont de Graëtz. Cependant, le grand nombre de semi-conducteurs utilisés et surtout la présence des transformateurs rendent cette solution coûteuse.

I.2.2 Filtrages d'Harmoniques

Le filtrage est une méthode visant à empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau. Il consiste à ajouter en parallèle avec le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible.

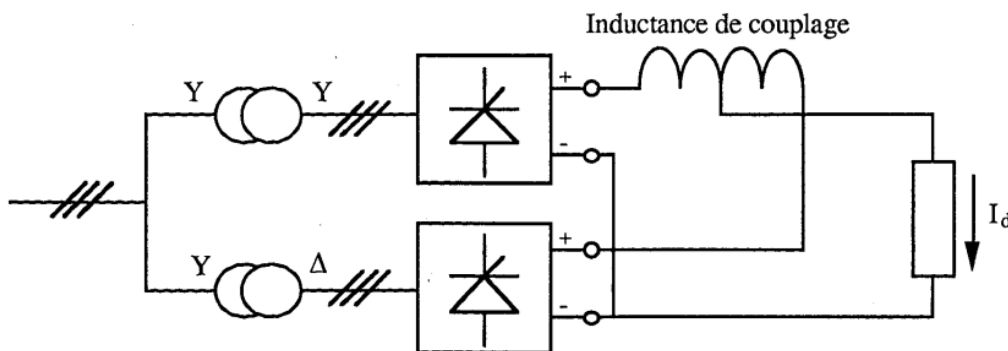


Figure (1.6) : Mise en parallèle de deux ponts hexa phases

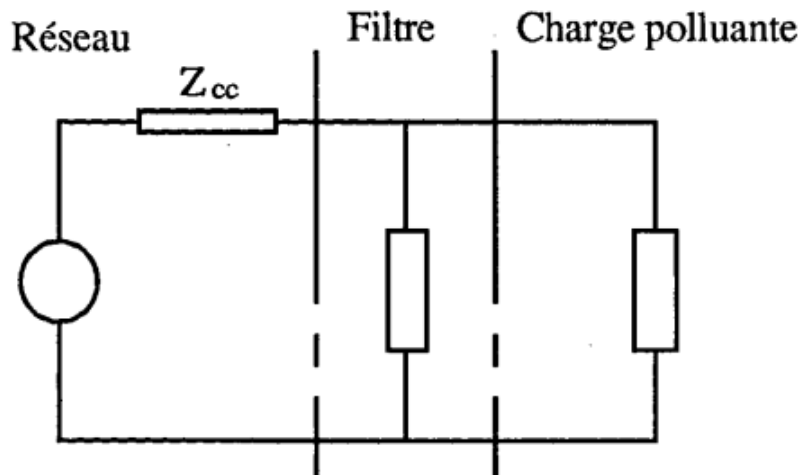


Figure (1.7) : Principe de filtrage

La fréquence à filtrer est soigneusement sélectionnée et est significativement différente de la fréquence fondamentale du réseau (**figure 1.7**).

Pour filtrer une fréquence spécifique, on utilise un filtre résonant série (LC) accordé à cette fréquence (**figure 1.8a**). Ce type de filtre est hautement sélectif.

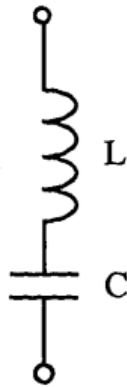
Pour atténuer l'ensemble d'une bande d'harmoniques, on utilise généralement un filtre passe-haut du deuxième ordre (**figure 1.8b**). Ce filtre présente une impédance faible sur une large plage de fréquences.

Le dimensionnement des circuits de filtrage dépend à la fois des caractéristiques des harmoniques à filtrer et des performances requises. Il est généralement plus facile et moins coûteux de filtrer les harmoniques de rang élevé que celles de rang bas.

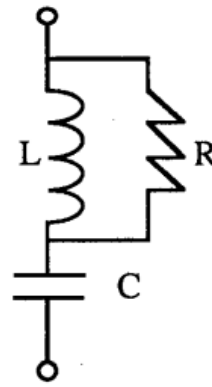
Le filtrage est une opération délicate, car l'impédance du réseau peut non seulement affecter ses performances, mais également former un circuit résonant avec lui dans certains cas.

Par conséquent, les harmoniques aux fréquences proches de la fréquence de résonance peuvent être amplifiés. De plus, les filtres passifs perdent leur efficacité lorsque le spectre des

harmoniques change.



(a) Filtre LC résonnant



(b) Filtre passe-haut

Figure (1.8) : Différents types de filtre passif

1.2.3 Compensation des Puissance Réactive

Différentes méthodes de compensation sont actuellement utilisées pour améliorer le facteur de puissance du réseau d'alimentation. La méthode la plus simple consiste à ajouter des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. Cependant, cette approche présente l'inconvénient de fournir une puissance réactive constante qui ne s'adapte pas aux besoins changeants.

Pour améliorer la performance dynamique, on peut utiliser un compensateur statique[1]. La structure de ce type de compensateur est représentée sur la figure (1.9). En principe, le circuit de filtrage fournit une quantité fixe de puissance réactive au réseau, tandis que le gradateur consomme une partie de cette puissance réactive qui s'ajuste aux fluctuations des besoins des utilisateurs.

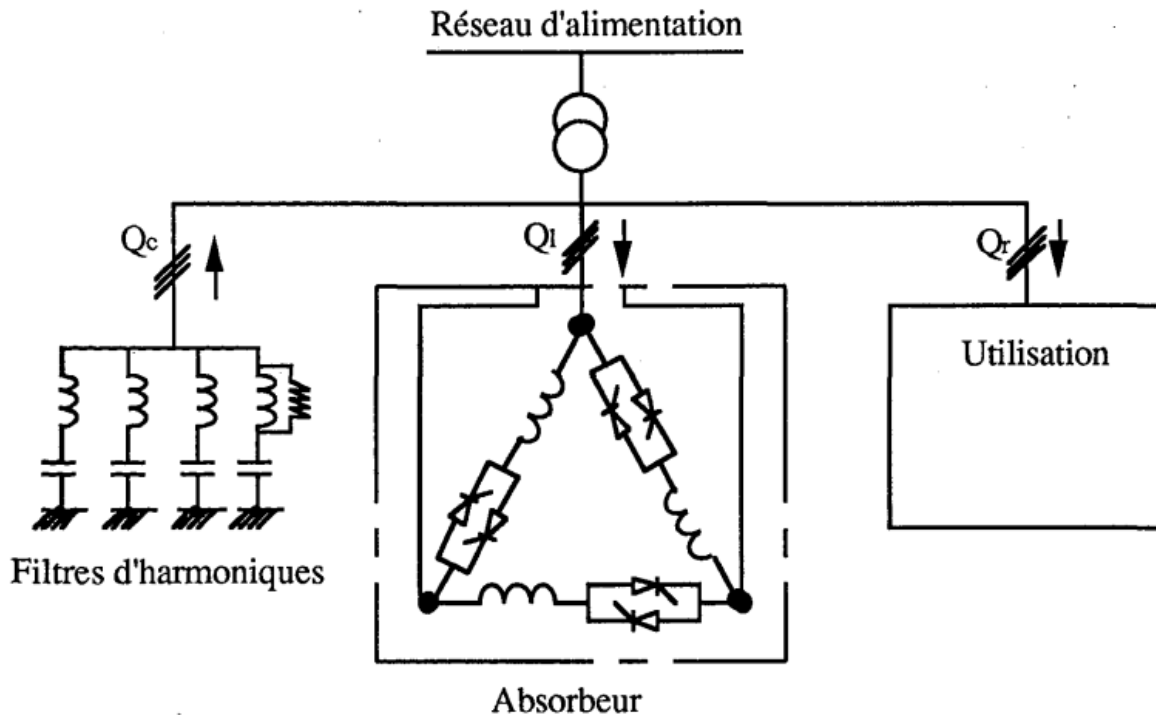


Figure (1.9): Schéma de principe du stat compensateur

1.2.4. Conclusion

Les convertisseurs statiques ont un impact perturbateur sur les réseaux électriques en injectant des courants harmoniques et en consommant principalement de la puissance réactive. Les solutions traditionnelles telles que le filtrage passif et la compensation de puissance réactive à l'aide de batteries de condensateurs ne sont plus adéquates pour la dépollution des réseaux. Il est donc nécessaire de trouver des moyens plus efficaces.

Les avancées réalisées dans les semi-conducteurs de puissance rapides et la technologie de commande ont permis de concevoir de nouvelles structures, telles que les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et les filtres actifs. Ces approches novatrices ouvrent de nombreuses perspectives pour la dépollution des réseaux électriques.

Les filtres actifs peuvent fonctionner de manière autonome ou être combinés avec des filtres passifs. Ils peuvent être connectés en parallèle ou en série avec le réseau électrique. Les modes de fonctionnement peuvent être spécifiquement dédiés à une tâche donnée ou adaptatifs en fonction des besoins.

Chapitre 2

Etude de la Structure du Filtre Actif

Parallèle

Introduction :

2.1. Les filtres

2.1.1 Filtrage passif:

2.1.1.1 Filtre résonant :

2.1.1.2 Filtre amorti :

2.1.1.3 Filtre passe haut

2.1.2. Filtre adaptatif

2.1.3 Filtrage actif

2.1.3.1. Filtre Actif Série (FAS)

2.1.3.2. Filtre hybride

2.1.3.3 Filtre Actif Parallèle (FAP)

2.2. Les avantages et les inconvénients des filtres actifs parallèles :

2.3. Structure du Filtre Actif Parallèle

2.3.1. Etude de la partie puissance

2.3.2. Structure tension

2.4. Modélisation de FAP

2.4.1. Modélisation de charge

2.4.2. Modélisation de réseau

2.4.3. Modélisation de l'onduleur de tension

2.5. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

2.6. Dimensionnement des inductances L

2.6.1. Le principe :

2.6.2. Les simulations sur SIMULINK pour le dimensionnement de L

Conclusion

Introduction :

Depuis quelques années, le filtrage actif fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques. Dans ce contexte, il est nécessaire d'ajouter un dimensionnement de l'inductance (L) pour garantir l'efficacité et la performance du filtre actif. La première configuration comprend un onduleur, un filtre de découplage, une source de stockage d'énergie et une inductance (L) dimensionnée spécifiquement. Ces éléments déterminent la nature du filtre actif (structure tension ou courant), en fonction de l'utilisation d'un onduleur de tension ou de courant. En intégrant le dimensionnement de l'inductance (L) dans le système de filtrage actif, on peut optimiser la réponse du filtre aux harmoniques et améliorer la qualité de l'alimentation électrique. La valeur de l'inductance (L) est choisie de manière à atteindre les performances souhaitées en termes de réduction des courants harmoniques. Il convient également de mentionner l'utilisation de la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) pour assurer un fonctionnement efficace du filtre. Grâce à cette approche de dimensionnement de l'inductance (L), le filtre actif peut mieux s'adapter aux variations de charge et garantir une meilleure régulation des harmoniques présents dans le réseau électrique. Cela permet d'assurer une alimentation électrique plus stable et de réduire les perturbations causées par les charges polluantes.

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les transistors de puissance, les IOBT et les thyristors OTO a permis de répondre par de nouvelles solutions aux perturbations des réseaux. Parmi celles-ci, il faut citer notamment les redresseurs à MLI et les filtres actifs. Avec ces nouvelles structures les problèmes liés aux équipements passifs (batteries de condensateurs et filtres passifs), comme les résonances, les surcharges et la forte dépendance de l'environnement disparaîtront. Par ailleurs, ces nouvelles techniques sont économiquement de plus en plus intéressantes. Le prix des composants semi-conducteurs et des modules de commande diminue constamment tandis que celui des composants passifs, comme les inductances, les capacités et les transformateurs est plutôt en augmentation. La présentation des principes du redresseur à MLI et du filtre actif fait l'objet du reste du présent chapitre.

2.1 Les filtres

Afin de limiter les effets harmoniques et réactifs d'un courant perturbé, il a été développé différents systèmes de filtrage.

2.1.1 Filtrage Passif

Les filtres passifs, constitués d'une inductance L et d'un condensateur C , ont traditionnellement été utilisés pour absorber les harmoniques générés par des charges industrielles non linéaires, ceci étant dû à leur faible coût et à leur grande efficacité.

Il consiste à placer en parallèle sur le réseau un circuit résonant composé de condensateur et inductance accordé sur la fréquence que l'on veut éliminer.

Les Modèles des filtres passifs sont:

2.1.1.1. Filtre Résonant

Il est constitué par la mise en série d'une inductance, d'une résistance, et d'un condensateur la figure (2.1) montre clairement le montage de ce dernier ainsi que leurs impédances en fonction de la fréquence.

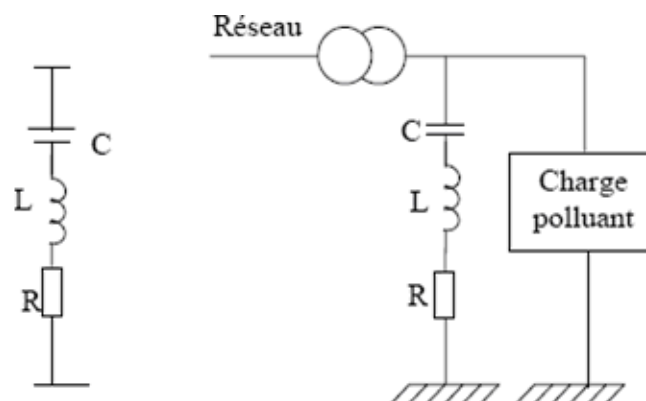


Figure (2.1): Filtre résonant

2.1.1.2 Filtre Amorti :

La figure (2.2) montre le montage de ce type de filtre. En plus de difficulté de dimensionnement des filtres et à coût global donné, ce type n'est pas efficace que si le rang d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé (à partir de $h=13$).

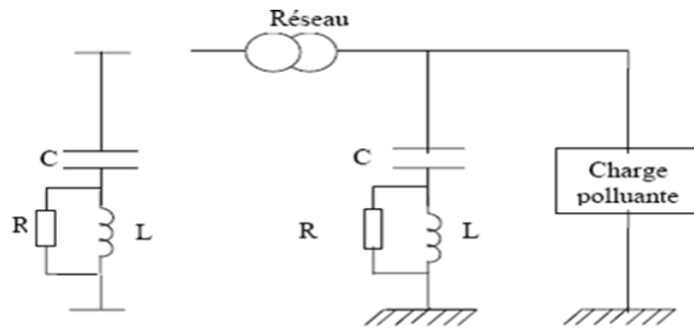
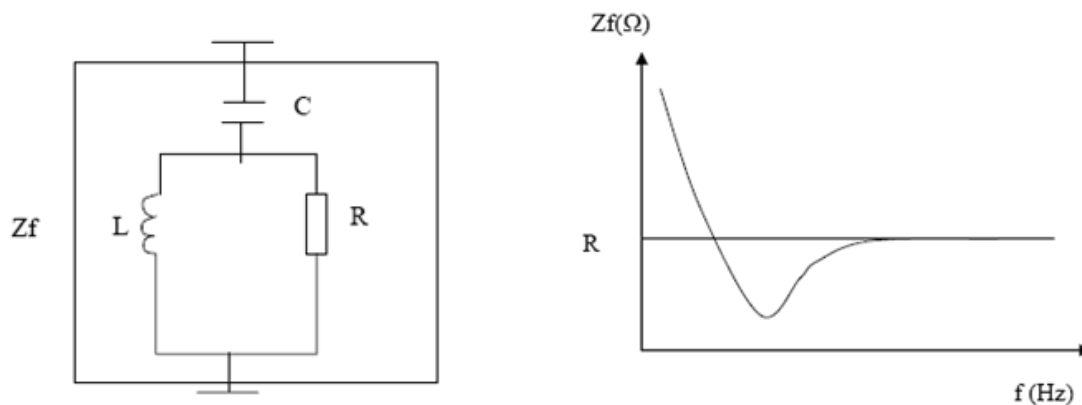


Figure (2.2): Filtre amortie

2.1.1.3 Filtre Passe Haut

Le Filtre passe haut est moins sélectif et atténue les harmoniques inférieures ou voisins de sa fréquence de coupure. La **figure (2.3)** représente l'évolution de son impédance en fonction de la fréquence.



Figure(2.3): Filtre passif passe

2.1.2. Filtre adaptatif

Le filtre actif dispose de la capacité intrinsèque d'identifier les harmoniques et de s'ajuster automatiquement à leurs évolutions éventuelles. Sa commande en temps réel est généralement réalisée en comparant les courants harmoniques identifiés avec ceux qui sont générés. Les avancées dans les semi-conducteurs de puissance rapides et les techniques de commande ont favorisé une attention accrue sur ce mode de fonctionnement, suscitant ainsi de nombreuses études.

2.1.3 Filtrage actif

Les problèmes liés aux filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance) ont conduit à la conception d'une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs.

Ces filtres ont pour but d'injecter sur le réseau soit :

- Des harmoniques de courant dans le cas d'un filtre actif parallèle.
- Des harmoniques de tension dans le cas d'un filtre actif série.
- Soit les deux dans le cas de filtres hybrides.

On peut voir, sur la Figure (2.4) ci-dessous [6], les différents types de filtres actifs.

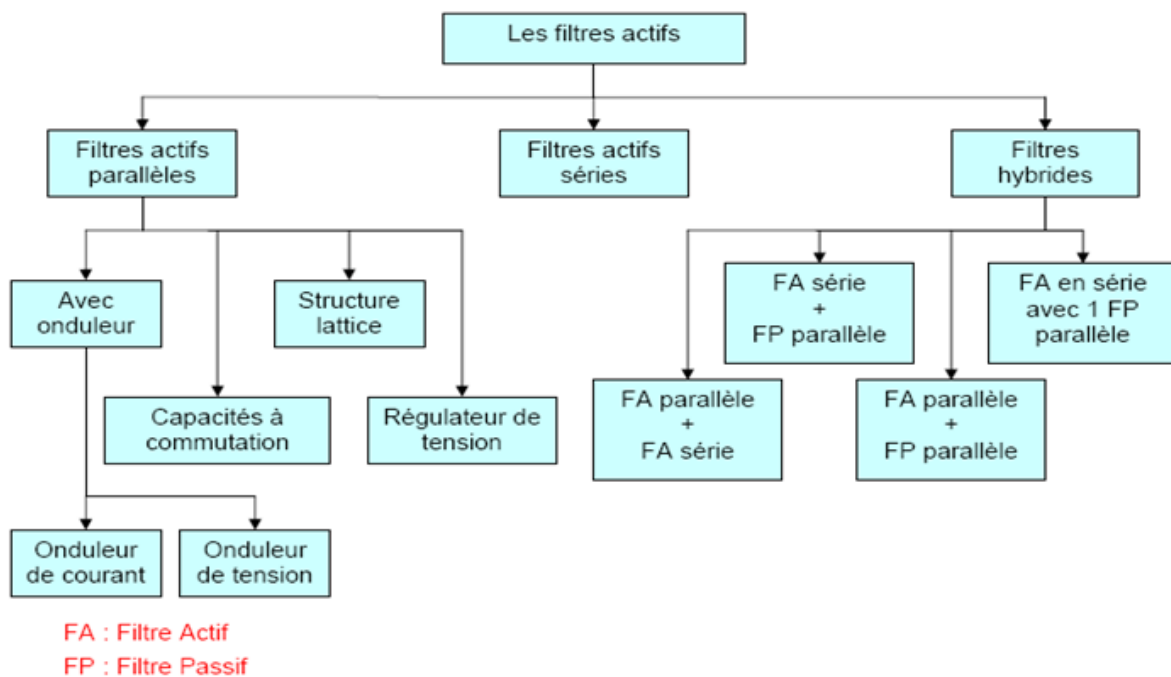


Figure (2.4) : Les différents types de filtre actif

2.1.3.1. Filtre Actif Série (FAS)

Les filtres actifs séries injectent une tension, sur le réseau, qui est ajoutée à la tension de source pour maintenir une tension purement sinusoïdale aux bornes de la charge. Le but est de protéger les installations sensibles à toutes perturbations de la tension fournie par le réseau.

Cependant, le filtrage actif série ne permet pas de compenser les harmoniques de courant créés par la charge.

Le principe des filtres actifs séries est montré en **Figure 5** ci-dessous [6]

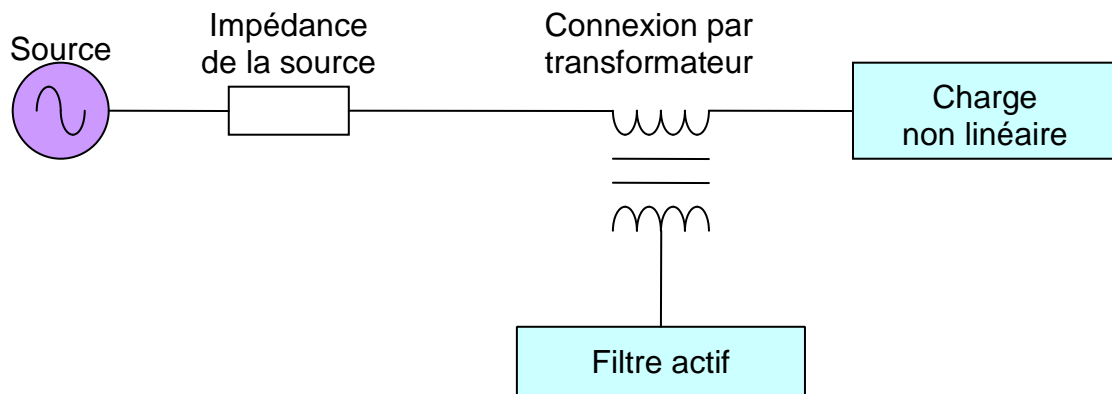


Figure (2.5) : Le principe des filtres actifs séries

2.1.3.2. 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.

2.1.3.3. Filtre Actif Parallèle (FAP)

Cette classe de filtre constitue la configuration la plus largement répandue dans les procédés industriels. Le filtre est connecté au circuit principal de puissance comme montré dans la **Figure 6** [6].

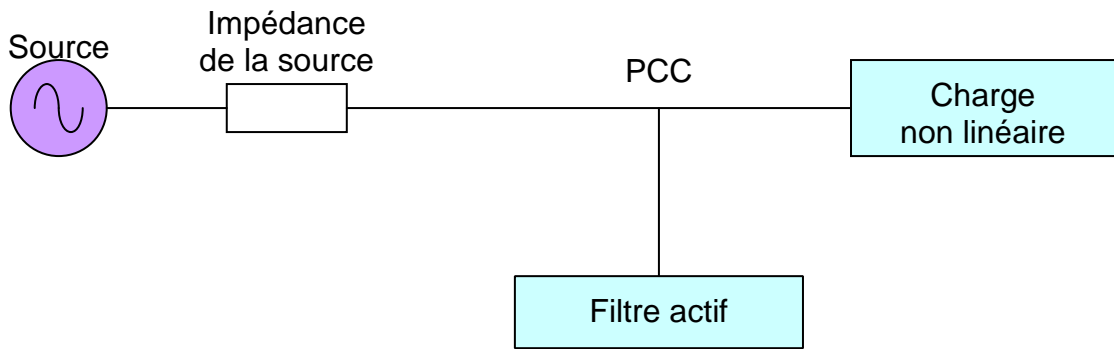


Figure (2.6) : Le principe des filtres actifs parallèles

Le filtre actif parallèle injecte dans le réseau les harmoniques de courant consommés par la charge de telle sorte que le réseau ne fournisse plus que le courant fondamental comme on peut le voir sur la **Figure 7**.

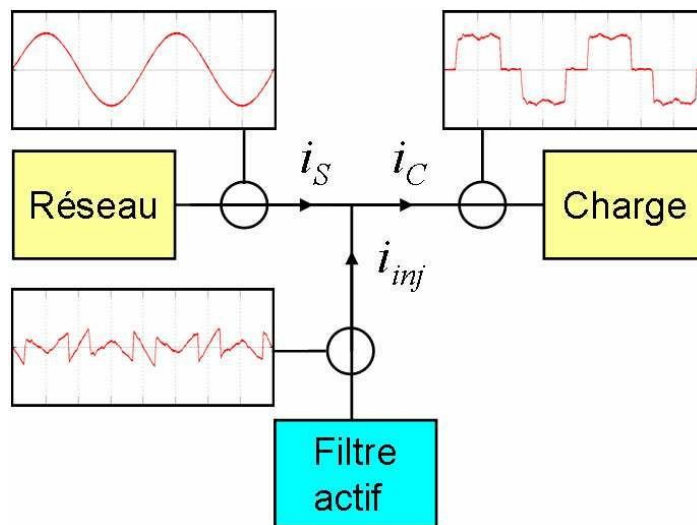


Figure (2.7): Visualisation des courants mis en jeu

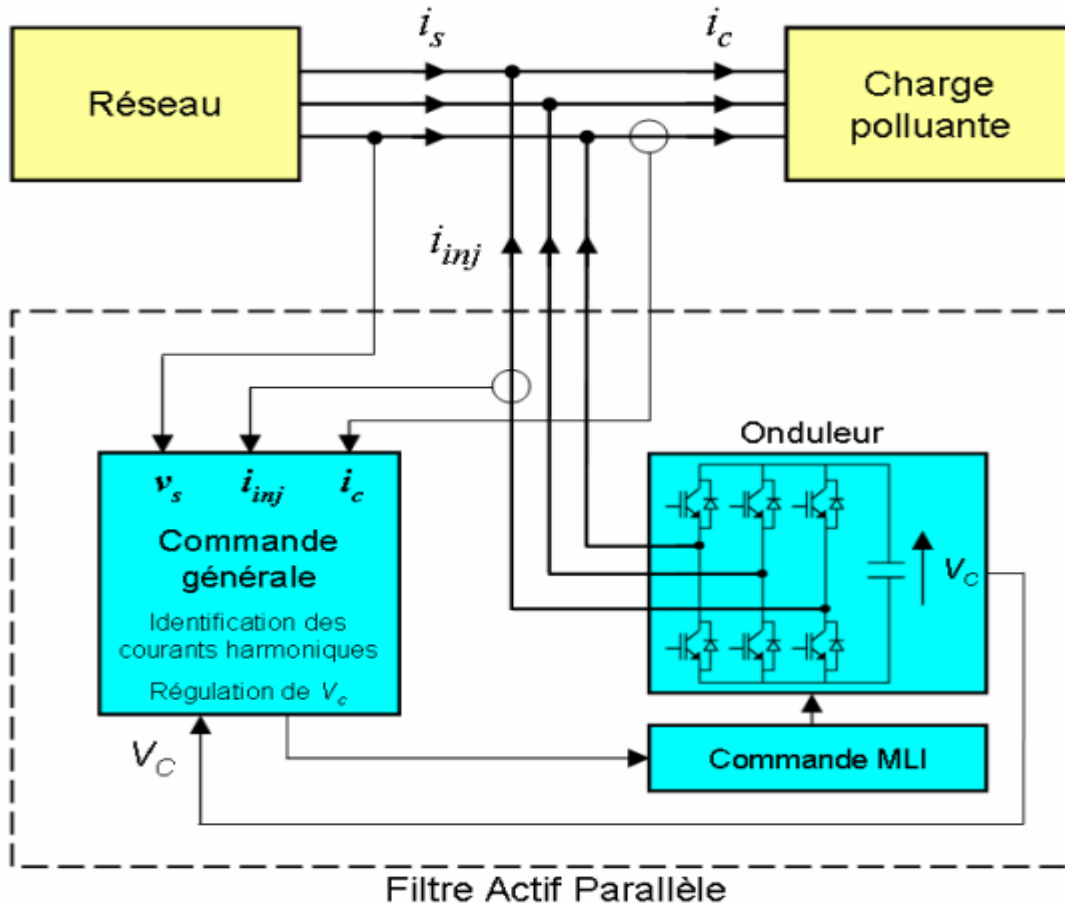


Figure (2.8) : Schéma simplifié d'un filtre actif parallèle

Il est aussi appelé compensateur shunt, connecté en parallèle sur le réseau de distribution. Il est souvent commandé comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure l'auto- adaptabilité, la fiabilité et la bonne performance.

Le but de ce type de filtre actif parallèle (FAP) est :

- -d'annuler les harmoniques de courant que la charge fournit à la source.
- -contribuer à la compensation de la puissance réactive et équilibrer les 3 phases du courant.
- -Les filtres actifs parallèles ont l'avantage d'apporter seulement le courant de compensation et un peu du fondamental du courant fournit pour compenser les pertes du système.

Remarque:

Il est aussi possible de connecter plusieurs filtres en parallèle pour approvisionner des courants importants, ce qui rend ce type de circuit adapté pour une large gamme de puissance.

Les filtres actifs parallèles de puissance se répartissent en 4 catégories distinctes de circuit :

- Les filtres actifs parallèles avec onduleur de courant ou de tension (**Figure 6**) [6].
- Les filtres actifs parallèles avec capacités à commutation (**Figure 7**) [6].
- Les filtres actifs parallèles avec structure lattice (**Figure 8**) [6].
- Les filtres actifs parallèles avec régulateur de tension (**Figure 9**) [6].

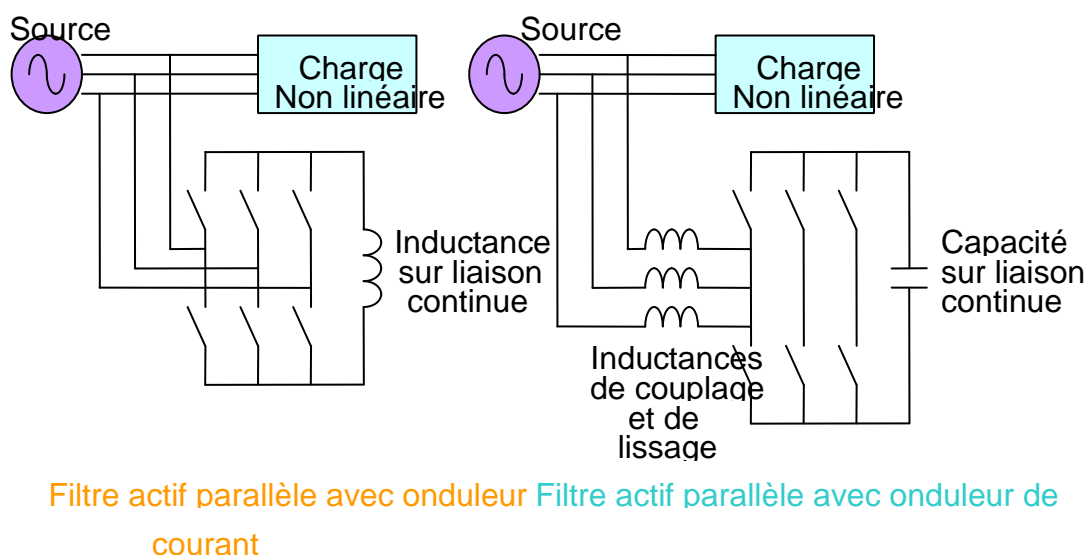


Figure (2.9) : Les filtres actifs parallèles avec onduleur

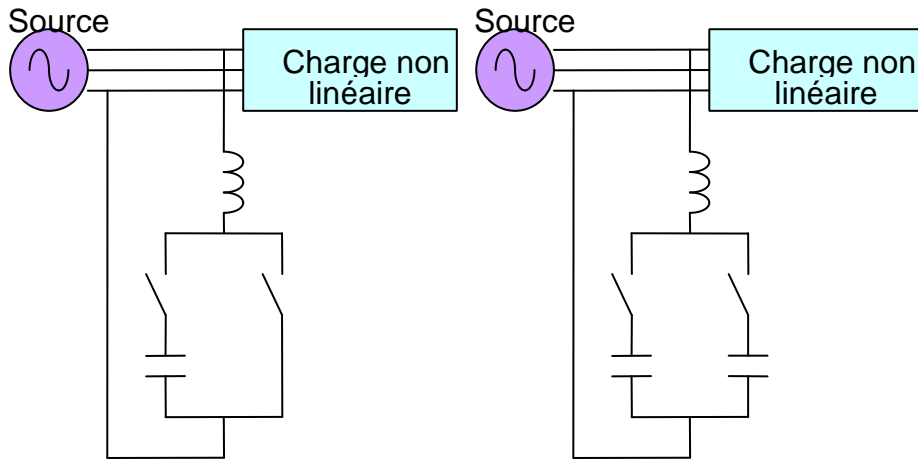


Figure (2.10): Les filtres actifs parallèles avec capacités à commutation

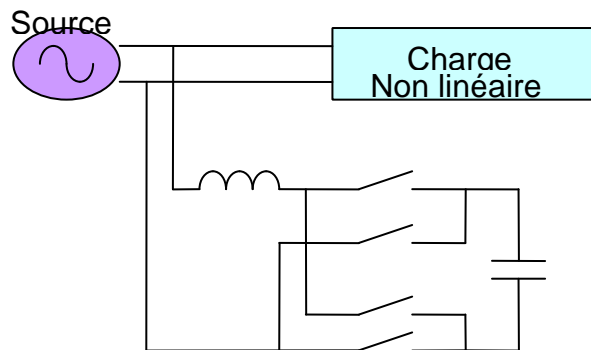
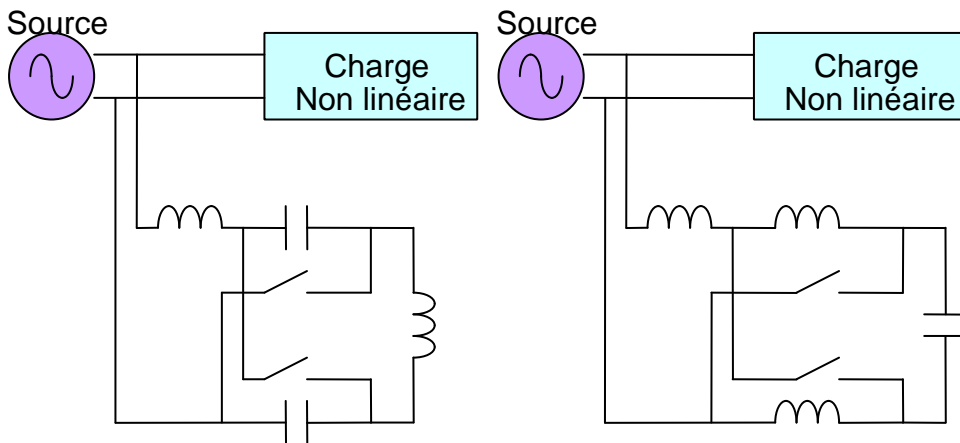


Figure (2.11) : Les filtres actifs parallèles avec structure lattice

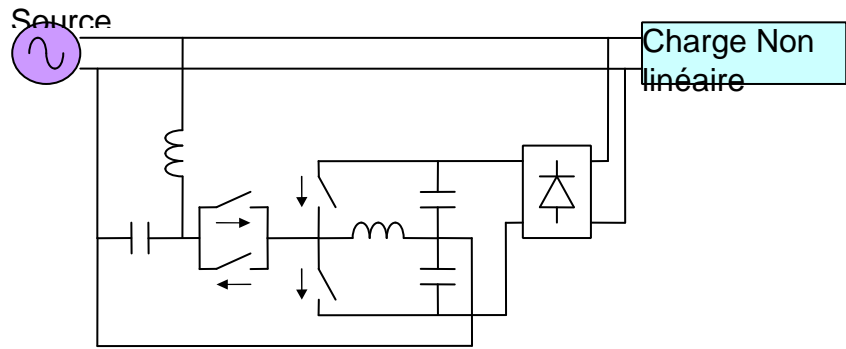


Figure (2.12) : Les filtres actifs parallèles avec régulateur de tension

Les informations sur ces 4 types de filtres actifs parallèles sont données dans le **tableau** ci-après[6].

Critères de comparaison	Structures avec onduleur		Filtres à capacités à commutation	Filtres avec structure lettrice	Filtres avec régulateurs de tension
	De courant	De tension			
Nbre de phases	3	1 ou 3	1	1	1
Fonction	Injecter des courants au Point de Couplage Commun pour éliminer les harmoniques du courant de charge	Générer les formes d'onde désirées avec une boucle de contrôle de courant	Contrôler la tension filtrée pour contrôler le courant indirectement	Contrôler le courant filtré et la tension	Contrôler la tension filtrée pour contrôler le courant indirectement
Circuits	Figure 6	Figure 6	Figure 7	Figure 8	Figure 9
Domaine d'application	Moyenne puissance	Basse et moyenne puissance	Basse et moyenne puissance	Basse puissance	Basse et moyenne puissance
Complexité du contrôle	Complexe	Simple	Complexe	Complexe	Simple
Temps de réponse (mS)	Moyenne (1)	Rapide (0,1)	Lent (100)	Lent (100)	Rapide (0,1)
Nbre de composants actifs	6 interrupteurs, 6 diodes	1-phase : 4 interrupteurs /4 diodes 3-phases : 6 interrupteurs /6 diodes	2 interrupteurs bidirectionnels	4 interrupteurs bidirectionnels	4 interrupteurs /4 diodes
Fréquence de découpage (Hz)	2 à 5	20 à 30	2 à 4	2 à 4	4 à 6
Stockage d'énergie	Inductance (100 mH)	Condensateur 4700 à 9000 uF	N/A	N/A	2 petits condensateurs (200 uF)
Méthode de contrôle	MLI sur courant à liaison continue	MLI sur courant à liaison continue	MLI de tension	MLI de tension	PAM de tension
Discontinuités de tension ou de courant	grosses discontinuités passage de -Idc à +Idc	grosses discontinuités passage de -Vdc à +Vdc	Variations continues de tension	Variations continues de tension	Variations continues de tension

PWM : Pulse Width Modulation : MLI : Modulation à Largeur d'Impulsion

PAM : Pulse Amplitude Modulation

N/A : Non Applicable

Tableau (2.1): Les caractéristiques des différents types de filtres actifs parallèles

2.2. Les Avantages et les Inconvénients des Filtres Actifs Parallèles :

Le filtre actif parallèle peut-être une solution de filtrage économique pour la compensation d'harmonique sous les conditions suivantes :

- · L'amplitude des harmoniques de courant est limitée.
- · Il y a un déplacement des contraintes du facteur de puissance sous des conditions de charges légères.
- · Si les interactions avec le filtre passif sont un problème (ce qui est généralement le cas pour les charges de puissances moyennes et faibles) sinon le filtre passif est plus approprié.
- · Pour les charges industrielles de puissances apparentes faibles et moyennes, où les efforts de développement et les coûts d'installation sont une très grosse part des coûts globaux du système final.

Les avantages des filtres actifs parallèles sont les suivants

- · Ils peuvent être installés avec des coûts de développement et d'installation minimaux et sont très bien adaptés aux charges industrielles de puissances apparentes faibles à moyennes.
- · Ils ne créent aucun problème de déplacement du facteur de puissance.
- · Ils ne nécessitent pas de condensateurs de découplage à la sortie de l'onduleur.
- · Plusieurs filtres peuvent être utilisés pour augmenter les capacités de charge.
- · Les filtres actifs parallèles ne nécessitent pas d'appareil de protection coûteux.
-

Les principaux défauts des filtres actifs parallèles sont :

- · Les filtres actifs parallèles peuvent poser des problèmes pour la compensation à des niveaux de puissances élevés.
- · Les onduleurs MLI génèrent des harmoniques qui peuvent circuler dans des filtres passifs qui seraient connectés au système.

2.3. Structure du Filtre Actif Parallèle

Les filtres actifs sont constitués de deux parties distinctes: une partie puissance, une partie commande (**figure (2.6)**). La première se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage au réseau et d'une source d'énergie. Ces deux derniers déterminent la nature du filtre actif. Il peut être à structure tension ou courant suivant qu'il est réalisé à l'aide d'un onduleur de tension ou de courant.

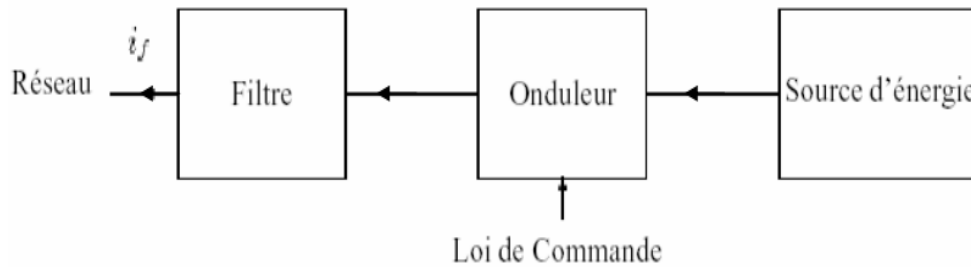


Figure (2.14): Structure d'un filtre actif parallèle

La partie puissance est constituée :

- d'un onduleur à base d'interrupteurs de puissance, commandés à l'ouverture et à la fermeture (GTO, IGBT, MOSFET, etc....) avec des diodes en antiparallèle.
- d'un circuit de stockage d'énergie.
- d'un filtre de sortie.

La partie commande est constituée :

- de la méthode d'identification des courants perturbés.
- de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
- de la commande de l'onduleur de tension.

2.3.1. Etude de Partie Puissance :

Structure tension

La capacité C_f joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V doit être positive et maintenue quasiment constante. Ses fluctuations doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif.

L'onduleur de tension est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre du premier ordre constitué d'une inductance L_f . Deux rôles sont dévolus à ce filtre: d'une part transformer les variations de tension V_f en variations de courant, d'autre part filtrer les fréquences de commutation des bras d'onduleur.

Les interrupteurs de l'onduleur sont réversibles en courant. Ils sont constitués de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture en anti-parallèle avec une diode

2.4. Modélisation de FAP

2.4.1. Modélisation de charge

On suppose que la charge non linéaire est produit d'un redresseur à thyristors et on s'occupe de compenser tous les harmoniques jusqu'à l'harmonique 7. Ce type de charge provoque l'apparition dans le courant d'harmoniques 5 et 7.

2.4.2 Modélisation de réseau

On peut modeliser que le réseau est une source en série avec inductance

On a :

$$\begin{bmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \times \cos(\omega t) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2.4.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Onduleur de tension Un onduleur est un convertisseur de puissance destiné à convertir une tension continue en une tension alternative par un jeu de commutations. Dans notre travail nous avons choisi un onduleur à deux niveaux. Celle-ci a l'avantage de présenter un nombre minimum d'interrupteurs et un seul élément de stockage d'énergie (condensateur).

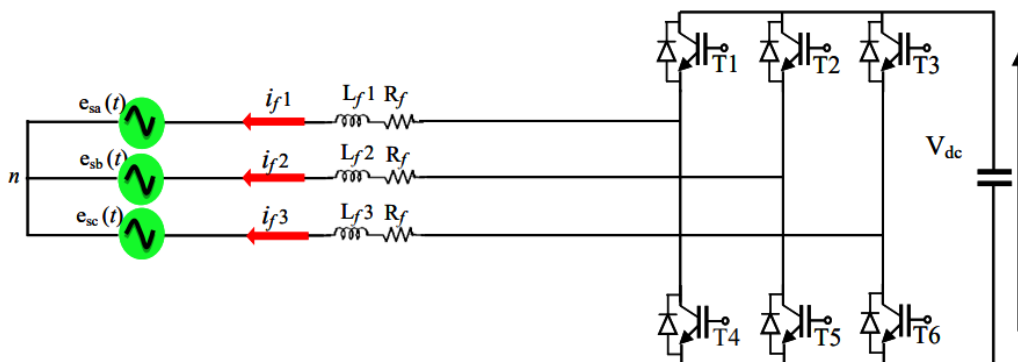


Figure (2.15) : Onduleur triphasé à structure tension.

Cet onduleur est composé de six interrupteurs, bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, commandés de manière à délivrer des tensions simples alternatives équilibrées à la sortie de l'onduleur. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de tension. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f) employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la dépendent de l'état des signaux de commande (s_1, s_2, s_3), par conséquent, comme défini ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 S_a &= \begin{cases} 1T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ ouvert} \\ 0T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_d &= \begin{cases} 1T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ ouvert} \\ 0T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_c &= \begin{cases} 1T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ ouvert} \\ 0T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif V_f (par rapport au neutre n de la source)

2.5. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Pour résoudre les problèmes précédents, nous introduisons une deuxième famille de commande de l'onduleur : la technique de commande par MLI, qui résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation, dont le schéma de principe est donné par la **figure (2.9)**

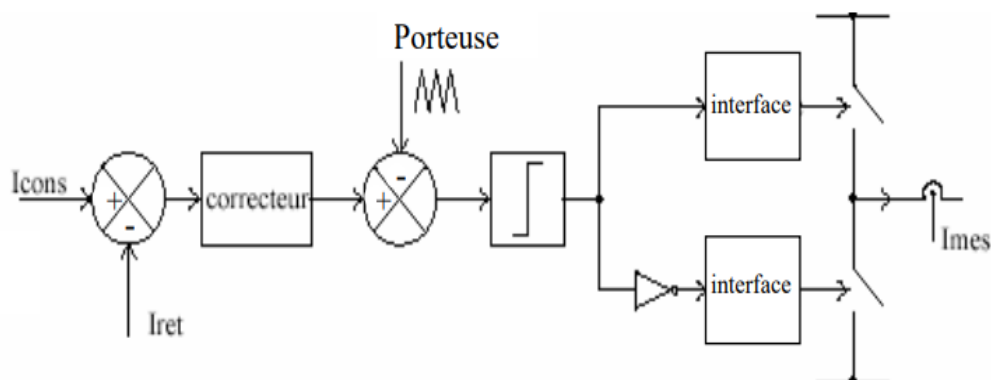
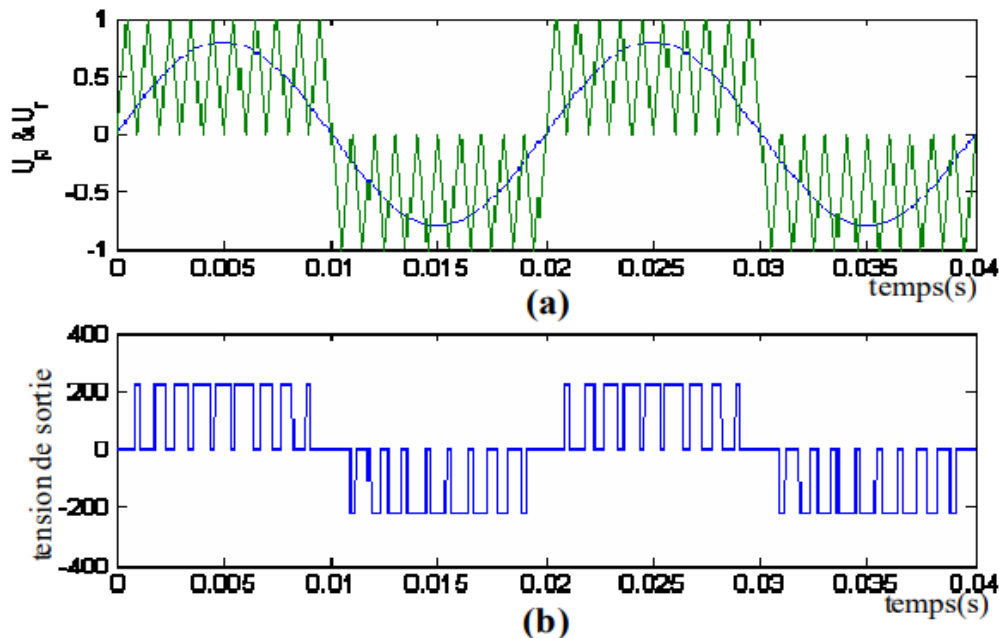


Figure (2.16): Principe de commande des courants par MLI.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, comme le montre la **figure (2.10)**.

Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette

dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.



(a) signal de référence et de porteuse,
 (b) tension de sortie.

Figure (2.17) : Commande par modulation de largeur d'impulsions

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- La MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse.
- La MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi-période de la porteuse.

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs.

c) Principe de la commande MLI sinus-triangle :

Le signal de commande des interrupteurs est généré à partir de la comparaison du signal de référence sinusoïdal de fréquence $f_r=1/T_r$ et du signal de modulation triangulaire ou porteuse de fréquence $f_p = 1/T_p$ (**figure 2.11**).

Deux paramètres principaux caractérisent la commande à MLI:

- L'indice de modulation : $m = f_p/f_r$, avec $m \gg 1$.
- Le coefficient de réglage : $r = V_{\text{max}} / V_{\text{pmax}}$, Généralement r est compris entre zéro et un.

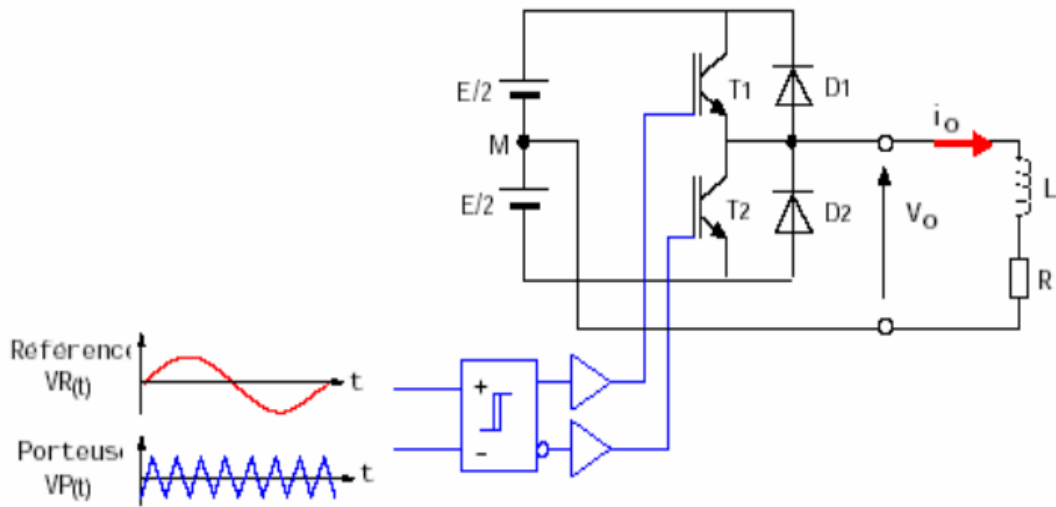


Figure (2.18): Schéma de principe de l'onduleur monophasé commandé par MLI sinus-triangle.

2.6. Dimensionnement des inductances L

Schéma simplifié de l'onduleur :

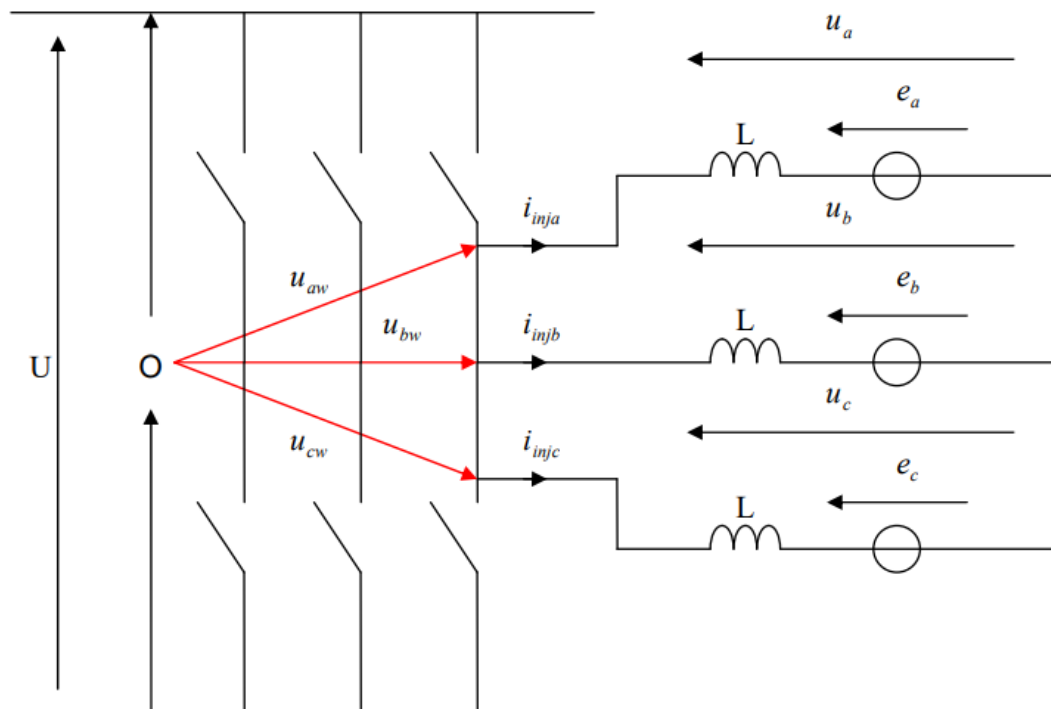


Figure (2.19) : Schéma simplifié de l'onduleur associé à la source de tension par l'intermédiaire de l'inductance L

2.6.1. Le principe :

Afin de dimensionner L , on fixe $U_{dc} = 2$, $\Delta_{iond} \leq 2\%$ de I par exemple (Δ_{iond} est l'ondulation superposée au courant de compensation réel) et $L = 1$ mH .

On détermine la forme d'onde de i compensations réel afin d'obtenir Δi_{ond} et de voir si $\Delta i_{ond} \leq 2\%$ de I (où I est l'amplitude nominale du courant souhaité i_w). Si i de $I \Delta i_{ond} > 2\%$ alors on augmente L (Remarque, il ne faut pas que L soit trop grand car U_{dc} est d'autant plus grand que L est grand).

Une fois qu'une valeur qui convient pour L est trouvée, on calcule u afin de déterminer l'amplitude Δu de u et de voir si $\Delta u \leq U_{dc}/2$.

Si

$\Delta u > U_{dc}/2$ alors on change la valeur de U_{dc} , on recalcule une nouvelle valeur de L pour que $\Delta i_{ond} \leq 2\%$ de I .

On effectue cette démarche jusqu'à ce qu'on ait un L tel que $\Delta u \leq U_{dc}/2$ et i de $\Delta i_{ond} \leq 2\%$. Ainsi, on connaît Δi_{ond} et on peut donc essayer plusieurs valeurs de L afin d'obtenir i de $I \Delta_{ond} \leq 2\%$, soit avec $I = 1$ A, on a $\Delta_{iond} \leq 0.02$ A.

Une fois qu'on a trouvé le L permettant d'avoir $\Delta_{iond} \leq 0.02$ A, il nous reste à vérifier qu'avec cette valeur de L , on a bien Δ_{ua} , Δ_{ub} , Δ_{uc} inférieur à $U_{dc}/2=1$ V.

On peut utiliser la toolbox SIMULINK de MATLAB pour réaliser le schéma bloc de ces équations et obtenir les formes d'ondes de u_a , u_b , u_c et ainsi déterminer Δu_a , Δu_b , Δu_c .

2.6.2. Les simulations sur SIMULINK pour le dimensionnement de L

Afin d'obtenir les formes d'ondes des courants $i_{ond a}$, $i_{ond b}$, $i_{ond c}$ et des tensions u_a , u_b , u_c , on a réalisé 2 schémas sur SIMULINK, permettant d'observer les courants pour le 1er schéma et les tensions pour le 2ème .

On peut voir ci-dessous le schéma permettant d'observer les courants $i_{ond a}$, $i_{ond b}$, $i_{ond c}$:

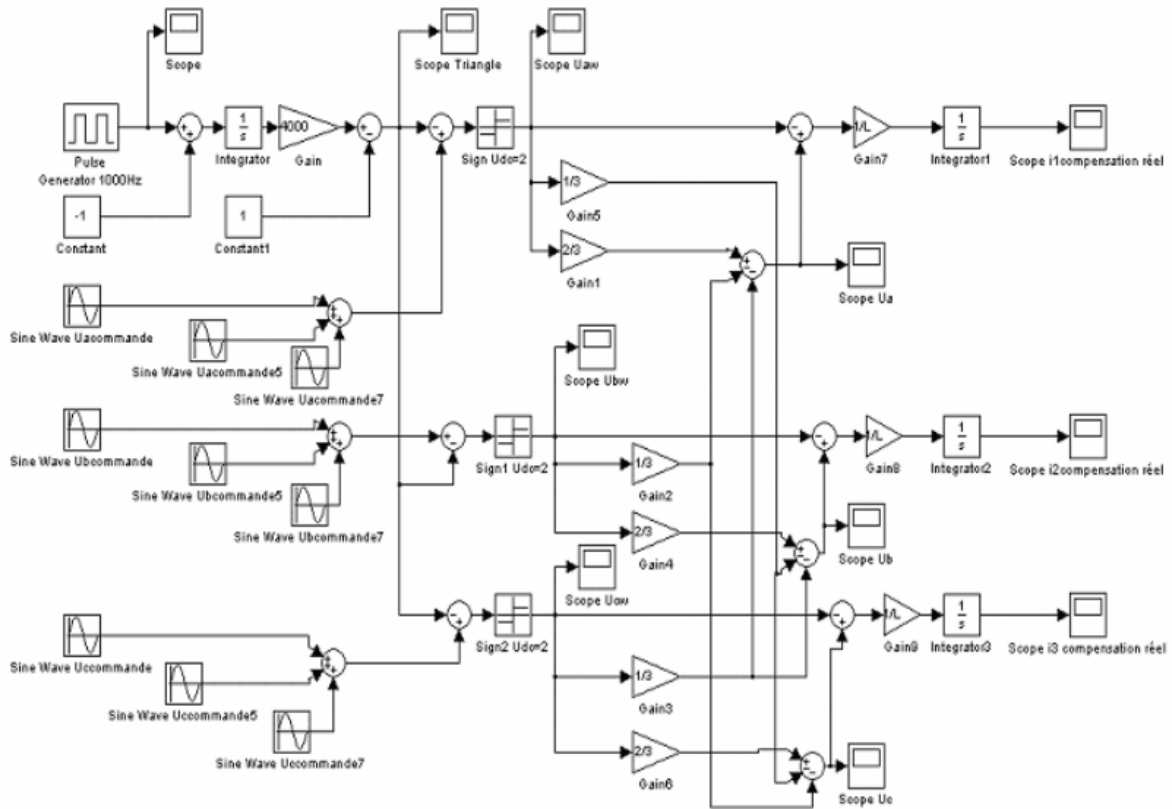


Figure (2.20) : Schéma SIMULINK permettant de simuler les courants $i_{ond a}$, $i_{ond b}$, $i_{ond c}$

Ce schéma est constitué :

- D'une partie génératrice d'un signal triangle de fréquence 1000Hz variant entre -1 V et 1 V.
- De 3 parties générant les signaux sinusoidaux du fondamental, de l'harmonique 5 et de l'harmonique 7 des tensions de commande de l'onduleur qui sont comparées au signal triangulaire. On obtient, ainsi u_{aw} , u_{bw} , u_{cw} .
- D'une partie simulant les formules A vu précédemment pour obtenir u_a , u_b , u_c .
- De 3 parties, identiques mais pour chaque phase, permettant de simuler les formules B et d'obtenir ainsi $i_{ond a}$, $i_{ond b}$, $i_{ond c}$.

On peut voir ci-dessous le schéma permettant d'observer les tensions u_a , u_b , u_c :

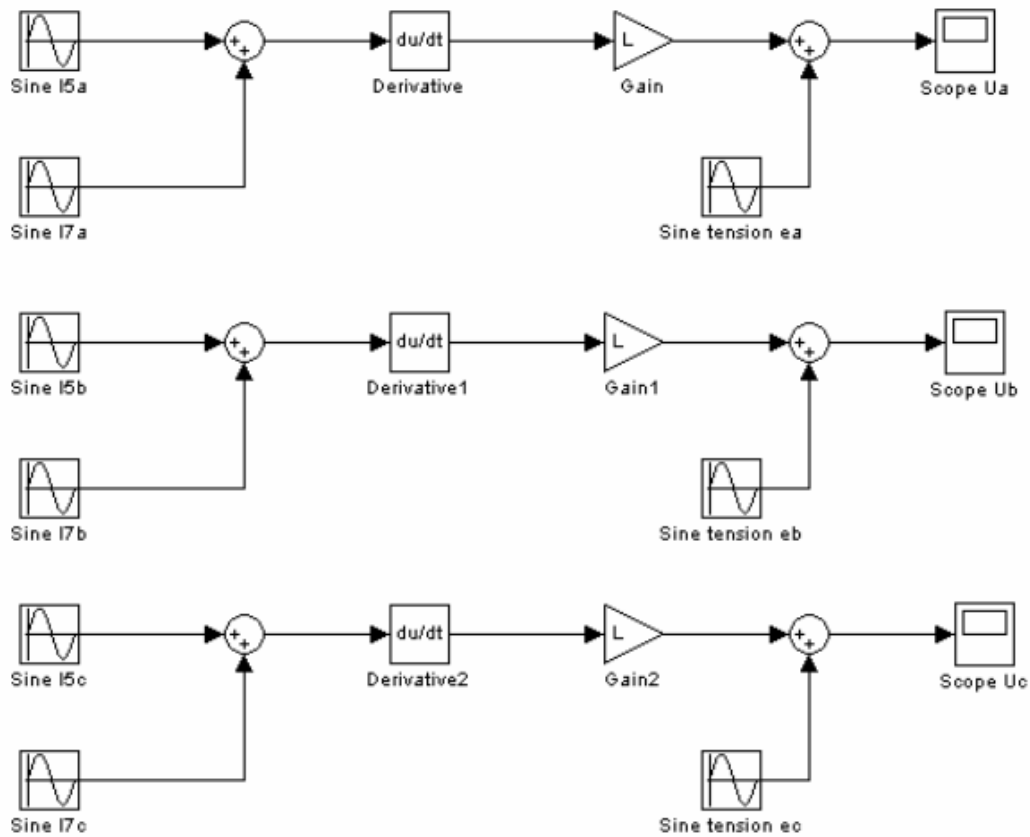


Figure (2.21) : Schéma SIMULINK permettant de simuler les tensions u_a , u_b , u_c .

Ainsi avec $U_{DC} = 2 \text{ V}$, $I = 1 \text{ A}$, en souhaitant avoir un $\Delta_{i_{\text{ond}}} \leq 2\%$ de $I = 02.0 \text{ A}$ et en essayant plusieurs valeurs de L , on obtient, avec $L = 01.0 \text{ H}$, les courbes qui suivent pour $i_{\text{ond a}}$, $i_{\text{ond b}}$, $i_{\text{ond c}}$ et u_a , u_b , u_c .

On suppose que la charge est un redresseur à diodes.

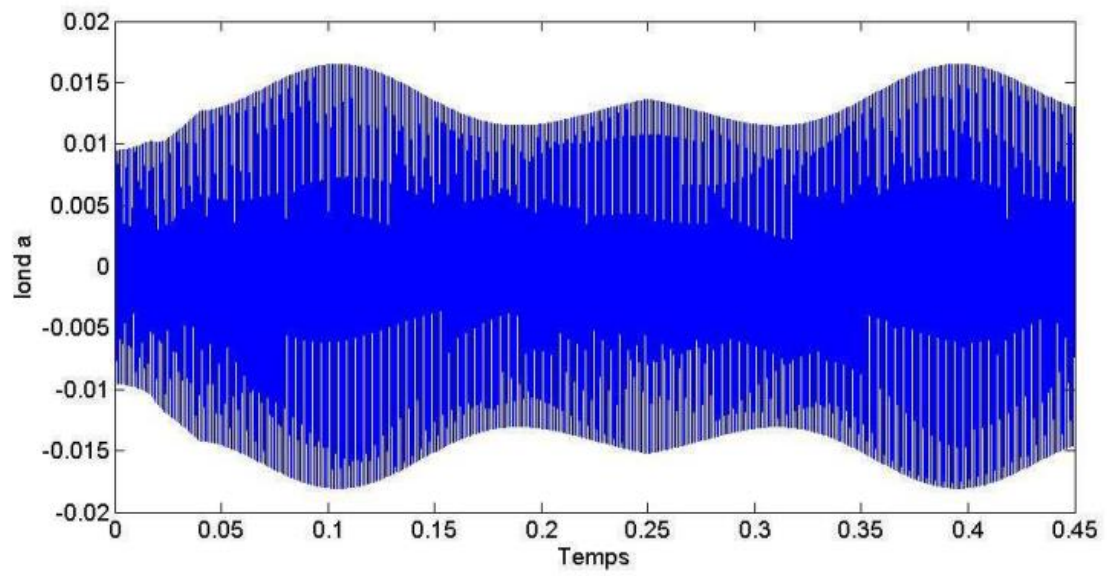


Figure (2.22) : Forme d'onde de $i_{\text{ond a}}$

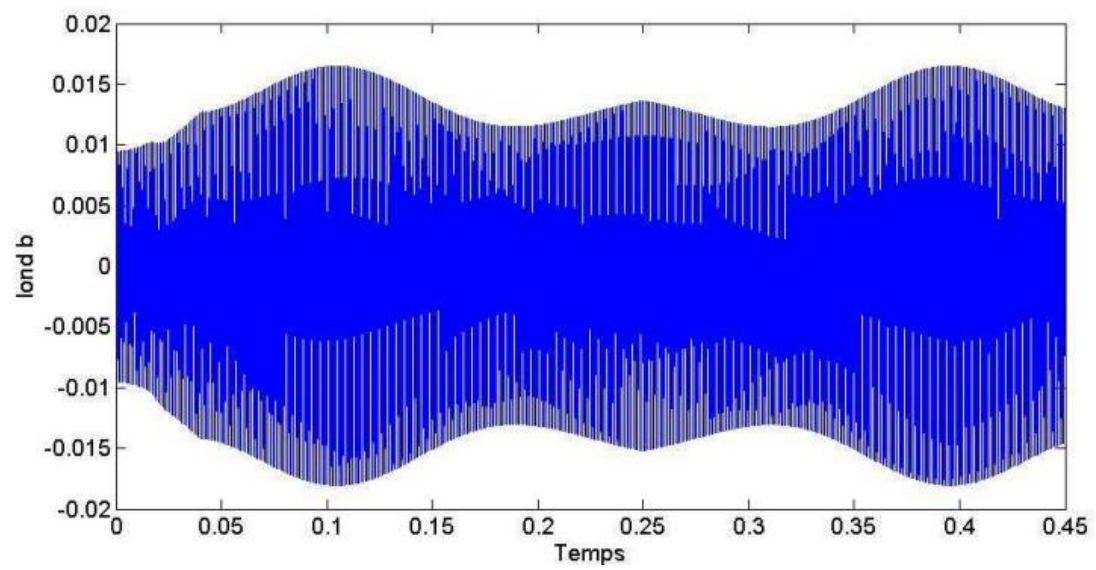


Figure (2.23) : Forme d'onde de $u_{\text{ond b}}$

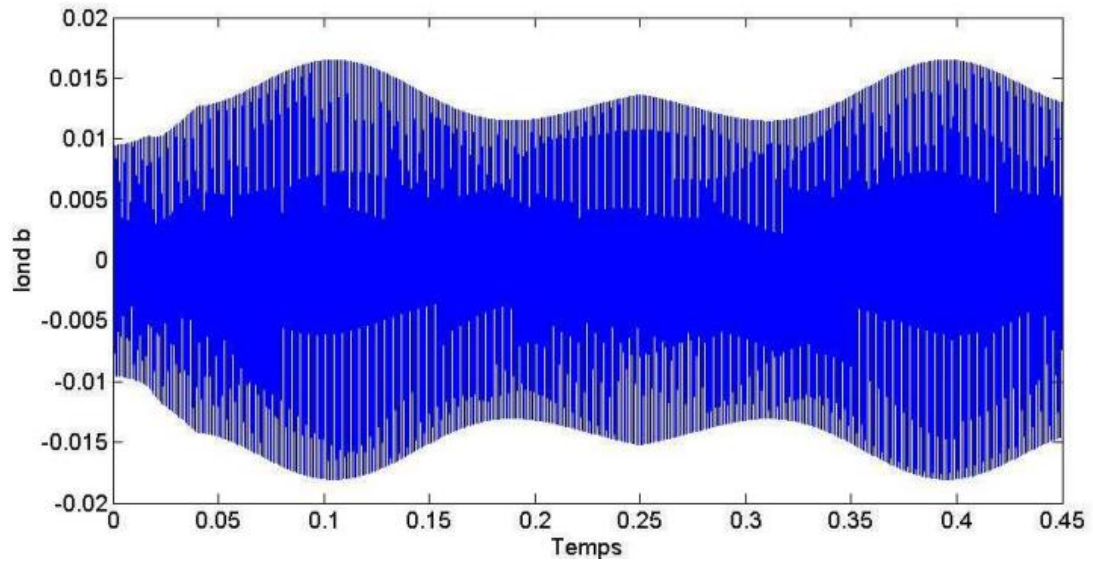


Figure (2.24) : Forme d'onde de u_{c_ond}

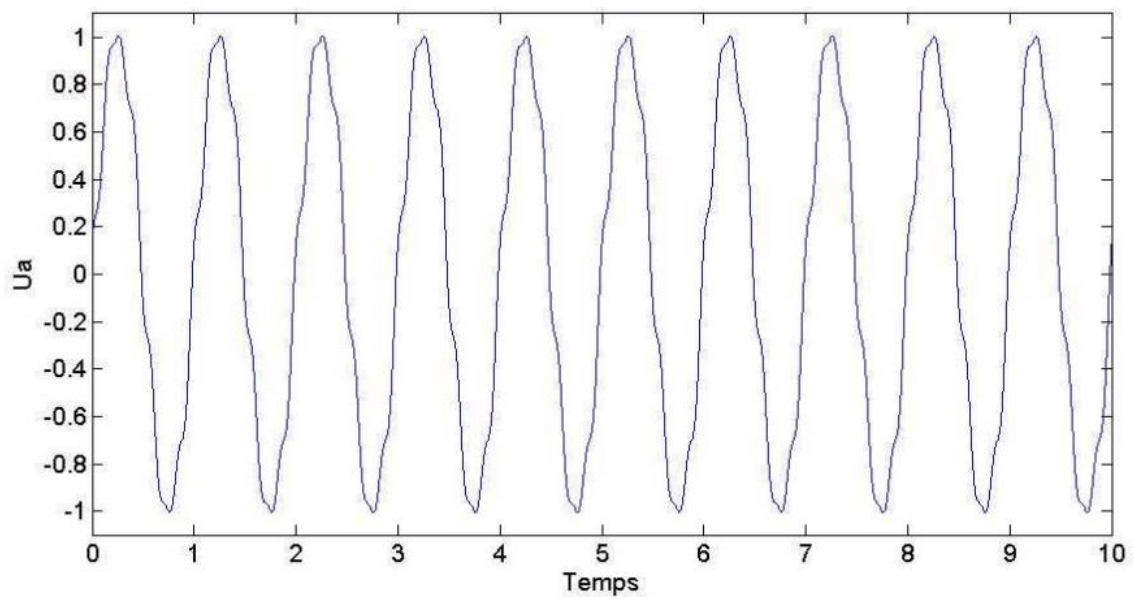


Figure (2.25) : Forme d'onde de u_a

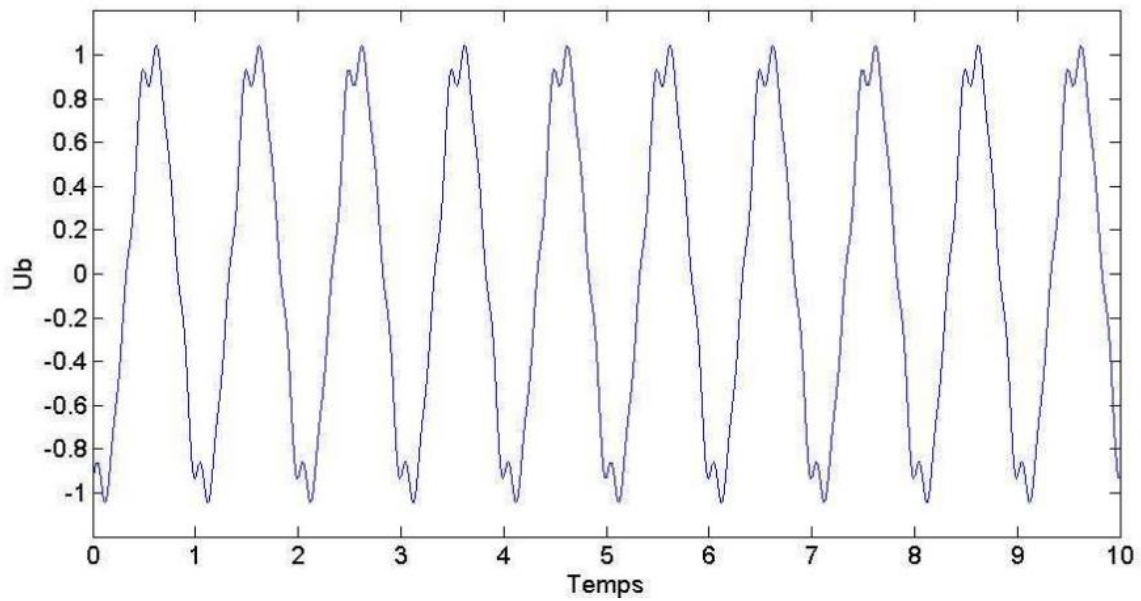


Figure (2.26) : Forme d'onde de U_b

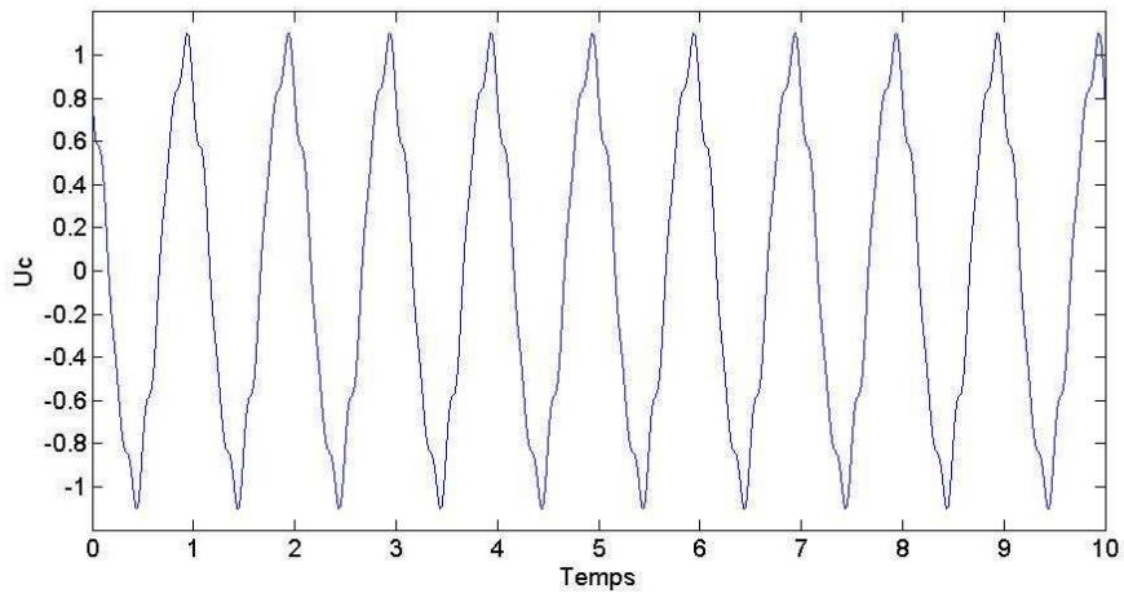


Figure (2.27) : Forme d'onde de U_c

Ainsi, on peut constater que $\Delta_{i_{ond}} \leq 2\%$ de $I = 0.05$ A et que $\Delta u \leq U_{DC}/2 = 1V$ avec $L = 0.01$ H donc $L = 0.01$ H est une valeur de L qui est un bon compromis pour le dimensionnement de l'inductance

Conclusion

En conclusion de ce chapitre, nous avons souligné l'importance croissante du filtrage actif pour compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes. Le dimensionnement de l'inductance (L) dans le système de filtrage actif est crucial pour garantir une efficacité optimale. Nous avons également examiné la configuration du système de filtrage actif comprenant un onduleur, un filtre de découplage, une source de stockage d'énergie et une inductance (L) spécifique. L'intégration du dimensionnement de l'inductance (L) optimise la réponse du filtre actif aux harmoniques et améliore la qualité de l'alimentation électrique. L'utilisation de la commande MLI assure un fonctionnement efficace du filtre en régulant précisément la tension ou le courant de sortie de l'onduleur. Cette approche permet au filtre actif de s'adapter aux variations de charge, régulant ainsi les harmoniques du réseau et réduisant les perturbations causées par les charges polluantes. En somme, le dimensionnement de l'inductance (L) et la commande MLI jouent un rôle clé dans l'amélioration de l'efficacité, de la performance et de la qualité de l'énergie électrique, réduisant ainsi l'impact des charges polluantes sur les réseaux électriques.

Chapitre 3

Etude des Stratégies de Commande de filtre actif

3.1. Introduction

3.2. Indentification des courants harmonique de régulation

3.2.1. Le principe

3.2.2. Les boucles de régulation de l'onduleur

3.2.2.1. La boucle de régulation de tension U_{dc}

3.2.2.2. La boucle génératrice de courant de compensation

3.2.3. Comment trouver $i_{compensation\ consigne}$?

3.2.4. Comment trouver FI pour une charge quelconque

3.2.5. Calcule de la puissance fluctuante

3.2.6. Détermination des courants de compensation consigne

3.2.7. La boucle de régulation avec la méthode du changement référentiel

3.2.7.1. Calcule de $E@$ et $EBeta$, la tension de source dans le référentiel de Concordia

3.2.7.2. Calcule de E_d et E_q , la tension de source dans le référentiel de Park d'angle teta

3.2.7.3. Calcule de $i_{corr @beta}$, courant de correction dans le référentiel de Concordia

3.3. Résultat de Simulation

3.4. Conclusion

3.1. INTRODUCTION

Le filtrage actif est une méthode moderne utilisée pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, réduction du taux de distorsion harmonique, ainsi que l'augmentation du facteur de puissance. Son principe de base est d'injecter de l'énergie reactive harmonique, et y compris parfois le fondamentale lorsqu'il s'agit de viser un facteur de puissance unitaire, moyennant un montage convertisseur onduleur. D'ici vient la nomination active du filtrage . A partir d'une source de tension ou de courant et avec une commande appropriée (hystérésis ou MLI), on reçoit à la sortie de l'onduleur la forme du signal à injecter dans le réseau. L'efficacité du filtre est jugée par la forme d'onde de ce signal qui doit être l'image inversée des harmoniques à compenser, contenues dans la charge. La détection de ces harmoniques, joue un rôle déterminant dans le filtrage actif. Car le signal détecté présente une grandeur de référence pour la commande de l'onduleur. Ce chapitre est consacré pour une étude modeste sur le filtrage actif parallèle tout en visant surtout sa présentation sous une forme très compréhensive, nous avons présenté la structure générale du filtre actif parallèle.

3.2. Identification des Courants Harmoniques de Régulations

3.2.1. Le Principe

L'idée fondamentale est de mesurer les courants qui circulent en aval de l'onduleur, du côté de la charge non linéaire. Ensuite, à travers un processus de filtrage, nous identifions les composantes harmoniques indésirables de ces courants. L'objectif est de les reproduire et de les ajouter intentionnellement à travers l'onduleur, de manière à ce que les courants harmoniques générés par l'onduleur se combinent avec le courant provenant du réseau électrique pour égaler les courants du côté de la charge non linéaire.

3.2V.2. Les Boucles de Régulation de l' Onduleur

Pour que l'onduleur puisse générer les courants nécessaires pour compenser les harmoniques de courant créés par la charge non linéaire, il doit être régulé en fonction de la demande. Un condensateur est connecté à l'entrée continue de l'onduleur pour maintenir une tension moyenne constante à ses bornes.

Cependant, lorsque l'onduleur fournit de la puissance active, la tension moyenne aux bornes du condensateur tend à diminuer. À l'inverse, lorsque l'onduleur consomme de la puissance active, la tension moyenne aux bornes du condensateur tend à augmenter, comme illustré

dans la Figure(3.2)..

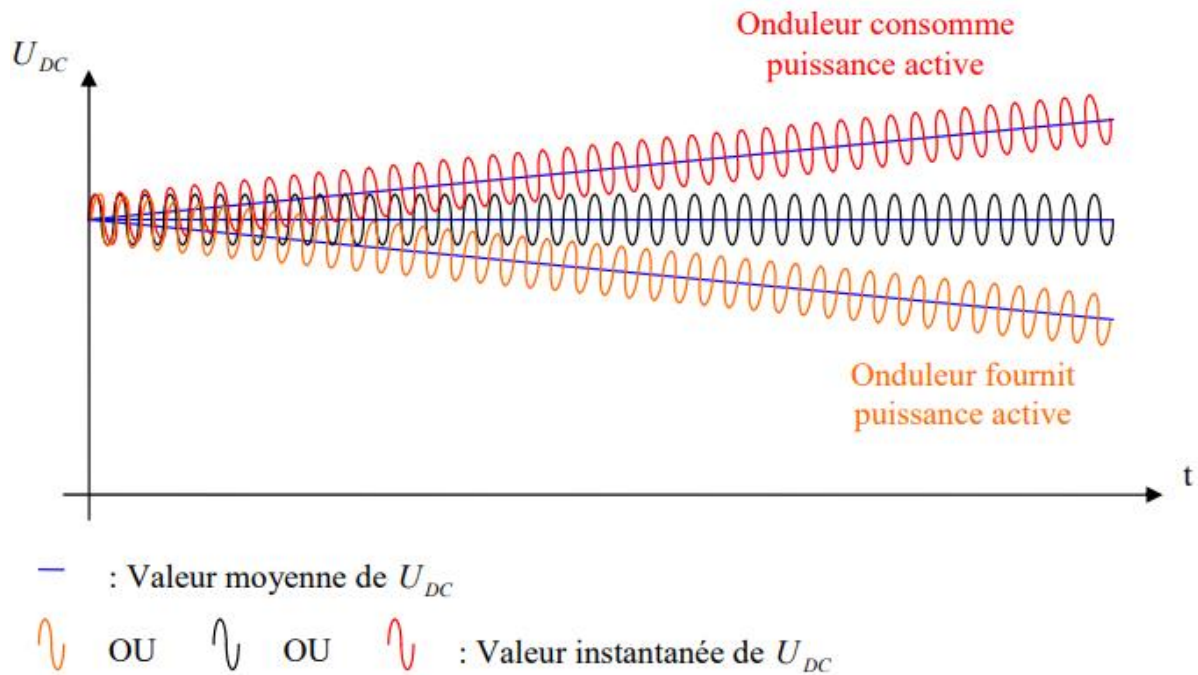


Figure (3.2) : Évolution de la tension U_{DC} au cours du temps

L'onduleur, en l'absence d'une boucle de régulation de la tension U_{DC} , va consommer ou fournir de la puissance active en raison des erreurs d'estimation du courant de consigne de compensation i et des pertes internes dans le filtre actif. Par conséquent, la tension U_{DC} , comme on peut le voir dans la **Figure (3.2)**, va augmenter ou diminuer en valeur moyenne. Cependant, notre objectif est de maintenir la tension U_{DC} constante en valeur moyenne. C'est pourquoi il est nécessaire d'ajouter une boucle de régulation pour contrôler la tension U_{DC} .

Voici le schéma global du filtre actif parallèle avec toutes les boucles de régulation, comme illustré dans la Figure(3.3) ci-dessous.

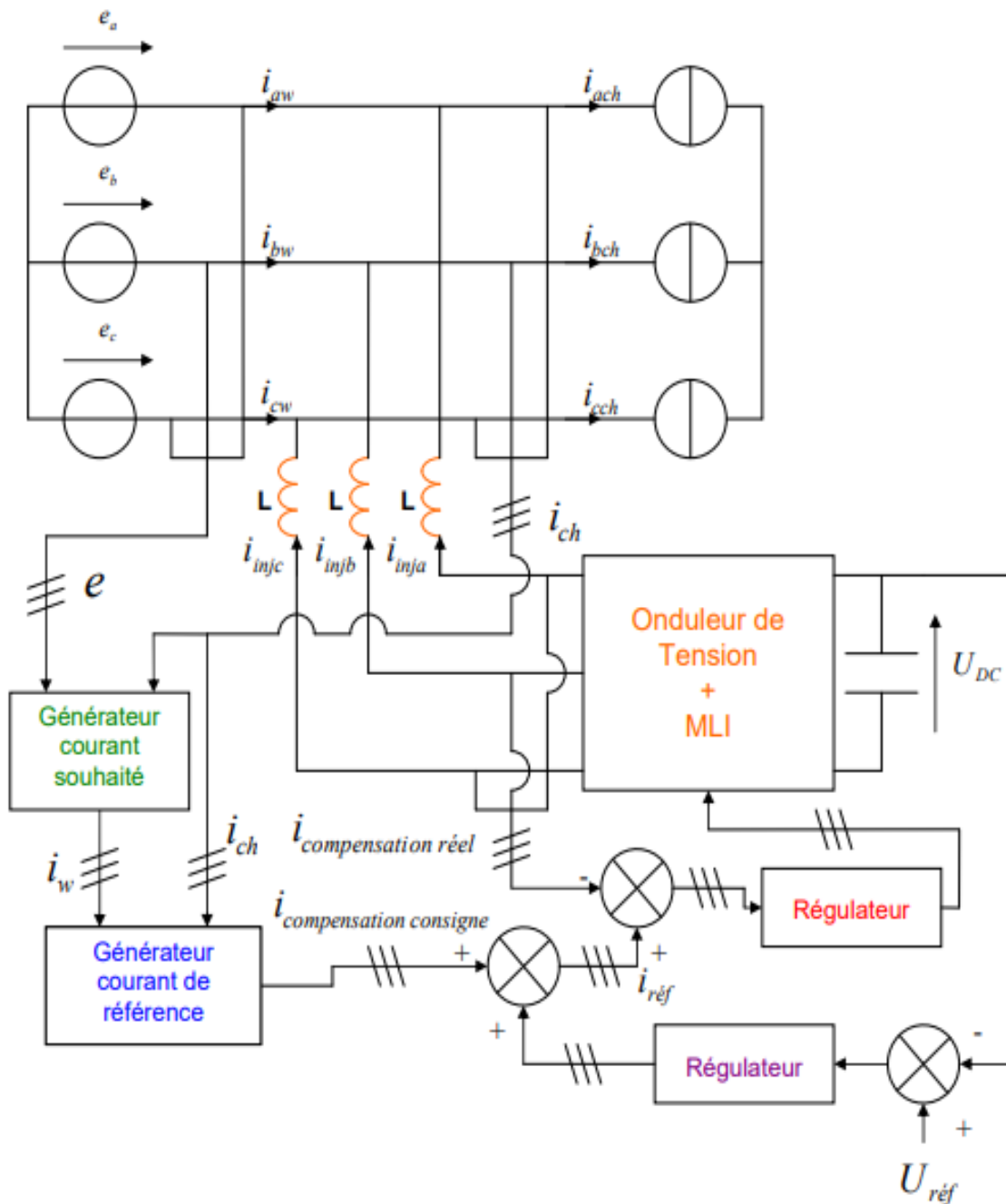


Figure (3.3) : Schéma global du filtre actif parallèle avec l'ensemble des boucles de régulation

Il y a une boucle de régulation composée de deux parties dans le système :

- Une boucle qui génère le courant de compensation.
- Une boucle qui prend en compte les variations de la tension U_{DC} .

3.2.2.1. La Boucle de Régulation de la Tension U_{DC} :

La tension U_{DC} , mesurée au niveau du condensateur, est comparée à une tension de référence $U_{réf}$. Cette comparaison est réalisée à l'aide d'un régulateur qui produit en sortie un courant qui représente l'ajustement nécessaire pour ramener la tension U_{DC} en valeur moyenne à la tension $U_{réf}$.

3.2.2.2. La Boucle Génératrice du Courant de Compensation :

À partir du courant de charge i_{ch} et de la tension de la source e , le bloc "Générateur courant souhaité" génère le courant de source souhaité i_{ω} . Ainsi, le courant de source souhaité i_{ω} et le courant de charge i_{ch} sont comparés à l'entrée du bloc "Générateur courant de référence", ce qui permet d'obtenir le courant de compensation ne contenant que les harmoniques de courant autres que le fondamental du réseau électrique. Ce courant de compensation consigne est ensuite ajouté au courant représentatif de l'ajustement à appliquer à U_{DC} , puis soustrait du courant de compensation réel pour obtenir $i_{réf}$. $i_{réf}$ représente l'écart entre le courant de compensation réel et le courant de compensation consigne. Ce signal est ensuite utilisé dans le régulateur pour générer les tensions de référence utilisées dans la modulation à largeur d'impulsions (MLI) qui contrôle l'onduleur. À la sortie de l'onduleur, le courant de compensation sera ajusté en fonction de la tension U_{DC} et de l'écart entre le courant de compensation réel et le courant de compensation consigne, de manière à les égaliser..

3.2.3. Comment trouver $i_{compensation\ consigne}$?

La puissance instantanée dans la charge est :

$$p_{ch} = e_a \times e_{ach} + e_b \times e_{bch} + e_c \times e_{cch} \quad (3.1)$$

$$\text{Avec } i_{ch} = \begin{bmatrix} i_{ach} \\ i_{bch} \\ i_{cch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \times \cos(\omega t - \varphi) + \sum_2^{\infty} I_k \cos(k\omega t - \varphi_k) \\ I \times \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + \sum_2^{\infty} I_k \times \cos(k\omega t - \varphi_k - k \times \frac{2\pi}{3}) \\ I \times \cos(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) + \sum_2^{\infty} I_k \times \cos(k\omega t - \varphi_k - k \times \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Remarque : On se limite aux harmoniques de courant 5 et 7 pour une charge de type redresseur à diodes ou à thyristors.

Donc :

$$= \left[\begin{array}{l} I \cos(\omega t - \varphi) + I_5 \cos(5\omega t - \varphi_5) + I_7 \cos(7\omega t - \varphi_7) \\ I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) + I_5 \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{2\pi}{3}) + I_7 \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{2\pi}{3}) \\ I \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) + I_5 \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{4\pi}{3}) + I_7 \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right] \quad (3.3)$$

$$\text{Avec } \phi_5=5 \times \phi \quad \text{et} \quad \phi_7=7 \times \phi$$

Après avoir été filtrée par un circuit passe-bas, on obtient la valeur moyenne de la puissance délivrée par le réseau électrique, notée P.

P vaut $p = \frac{3}{2}VI \cos \varphi$, V et I sont les amplitudes de e et i_ω

En effet, la puissance instantanée délivrée par le réseau électrique vaut :

$$p = V \cos(\omega t) \times I \cos(\omega t - \varphi) + V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \times I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) + V \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \times I \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \quad (3.4)$$

$$= \frac{3VI}{2} \cos(\varphi) \quad (3.5)$$

Donc la puissance moyenne P vaut :

$$P = \frac{3}{2}VI \cos \varphi \quad (3.6)$$

En mesurant la puissance moyenne P et la valeur crête V de la tension fournie par le réseau électrique, et en considérant une charge constituée d'un redresseur à diodes avec un angle de déphasage φ de 0 (donc un facteur de puissance $\cos \varphi$ égal à 1), on peut déterminer le courant

I puisque I est égal à.

$$I = \frac{2}{3}VI \cos \varphi \quad (3.7)$$

Ainsi, connaissant I et cherchant i_ω sous la forme

$$i_w = \begin{bmatrix} i_{a\omega} \\ i_{b\omega} \\ i_{c\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \cos(\omega t) \\ I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Remarque : Même si i_{ch} est déphasé avec e du fait de la composante réactive, i_w n'est pas déphasé avec e car la composante réactive doit être compensée par le filtre actif.

3.2.4. Comment Trouver φ Pour une Charge Quelconque ?

Connaissant la forme d'onde de $e(t)$ et de i_{ch} , en appliquant une décomposition en série de Fourier de i_{ch} , on peut trouver φ de la manière suivante :

$$i_{ch}(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_1^{\infty} A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t) \quad (3.9)$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int i_{ch}(t) \times \cos(k\omega t) \times dt \quad (3.10)$$

et

$$B_k = \frac{2}{T} \int i_{ch}(t) \times \sin(k\omega t) \times dt \quad (3.11)$$

$$I \cos(\omega t - \varphi) = I \cos(\varphi) \cos(\omega t) + I \sin(\varphi) \sin(\omega t) \quad (3.12)$$

On pose :

$$\cos(\varphi) = \frac{A_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \quad \text{et} \quad \sin(\varphi) = \frac{B_1}{\sqrt{B_1^2 + A_1^2}} \quad (3.13)$$

Car

$$\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi) = 1 \quad (3.14)$$

$$\left(\frac{A_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \right)^2 + \left(\frac{B_1}{\sqrt{B_1^2 + A_1^2}} \right)^2 = \frac{A_1^2}{A_1^2 + B_1^2} + \frac{B_1^2}{A_1^2 + B_1^2} = 1 \quad (3.15)$$

On pose également :

$$I = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad (3.16)$$

Donc

$$\sqrt{A_1^2 + B_1^2} \times \left[\frac{A_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \times \cos(\omega t) + \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \times \sin(\omega t) \right]$$

$$= I [\cos(\varphi) \times \cos(\omega t) + \sin(\varphi) \times \sin(\omega t)] \quad (3.17)$$

Donc

$$A_1 = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \times \cos(\varphi) = I \cos(\varphi) \quad \text{et} \quad B_1 = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \times \sin(\varphi) = I \times \sin(\varphi) \quad (3.18)$$

Donc

$$I \times \cos(\varphi) = A_1 = \frac{2}{T} \int_0^T i_{ch}(t) \times \cos(k\omega t) \times dt \quad \text{et} \quad I \times \sin(\varphi) = B_1 = \frac{2}{T} \int_0^T i_{ch}(t) \times \sin(k\omega t) \times dt$$

(3.19)

Donc, en connaissant la forme d'onde du courant de charge $i_{ch}(t)$ et de la tension $e(t)$ et en calculant A_1 et B_1 , les coefficients du terme fondamental de la décomposition en série de Fourier,

$$\text{on trouve : } I \times \cos(\varphi) = A_1 \quad (3.20)$$

$$\text{et } I \times \sin(\varphi) = B_1 \quad (3.21)$$

Une fois A_1 et B_1 connus, il suffit de faire le rapport de B_1 sur A_1 pour trouver $\tan(\varphi)$ et connaissant les signes de $\sin(\varphi)$ et de $\cos(\varphi)$, on trouve à quel cadran φ appartient dans le cercle trigonométrique.

$$\text{Pour } I, \quad I = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad (3.22)$$

3.2.5. Calcul de la Puissance Fluctuante :

On va calculer la puissance fluctuante F fournie à la charge.

$$\begin{bmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \times \cos(\omega t) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

L'harmonique 5 du courant de charge i_{ch} vaut :

$$i_{ch5}(t) = \begin{bmatrix} I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5) \\ I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{2\pi}{3}) \\ I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Donc la puissance fluctuante F_5 due à l'harmonique 5 de courant de i_{ch} vaut :

$$F_5 = VI_5 \times \cos(\omega t) \times \cos(5\omega t - \varphi_5) + VI_5 \times \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{2\pi}{3}) \\ + VI_5 \times \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{4\pi}{3}) \quad (3.25)$$

$$= \frac{3VI_5}{2} \cos(6\omega t - \varphi_5) \quad (3.26)$$

L'harmonique 7 du courant de charge i_{ch} i vaut :

$$i_{ch7}(t) = \begin{bmatrix} I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7) \\ I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{2\pi}{3}) \\ I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Donc la puissance fluctuante F_7 due à l'harmonique 7 de courant de i_{ch} vaut :

$$F_7 = VI_7 \times \cos(\omega t) \times \cos(7\omega t - \varphi_7) + VI_7 \times \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \times \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{2\pi}{3}) \\ + VI_7 \times \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \times \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.28)$$

$$= \frac{3VI_7}{2} \cos(6\omega t - \varphi_7) \quad (3.29)$$

Donc la puissance fluctuante F fournie à la charge vaut :

$$F = F_5 + F_7 = \frac{3VI_5}{2} \cos(6\omega t - \varphi_5) + \frac{3VI_7}{2} \cos(6\omega t - \varphi_7) \quad (3.30)$$

3.2.6. Détermination du courant de compensation $i_{\text{compensation consigne}}$:

$$i_{\text{compensation consigne}} = i_{\text{ch}} - i_{\omega}$$

Ainsi, en mesurant le courant de charge i_{ch} et en lui soustrayant le courant i_{ω} , calculé précédemment, on obtient $i_{\text{compensation consigne}}$.

Le courant injecté entre la source et la charge est la somme du courant de compensation $i_{\text{compensation consigne}}$ et d'un courant Δi :

$$i_{\text{inj}} = i_{\text{compensation consigne}} + \Delta i$$

Δi est la composante qui sert à garder la tension U_{DC} constante en valeur moyenne.

Un élément important dans la compensation des harmoniques de courant est l'inductance L .

En effet, plusieurs contraintes s'appliquent sur le dimensionnement de L :

- Plus L est grand, et plus les courants d'ondulation $i_{\text{ond a}}, i_{\text{ond b}}, i_{\text{ond c}}$, s'appliquant sur les courants injectés $i_{\text{inja}}, i_{\text{inj b}}, i_{\text{inj c}}$, sont faibles, ce qui est un bon point.
- Cependant, plus L est grand, et plus les tensions débitées par l'onduleur, U_a, U_b, U_c , devront être grandes et par conséquent, plus U_{DC} devra être grande, ce qui est quelque chose de contraignant.

Par conséquent, il faut bien dimensionner L pour limiter à la fois les courants d'ondulation $i_{\text{ond a}}, i_{\text{ond b}}, i_{\text{ond c}}$ et la tension U_{DC} .

3.2.7. La Boucle de Régulation avec la Méthode du Changement de Référentiel

Cette méthode consiste à prendre le courant de compensation réel $i_{\text{compensation réel}}$ et le courant de compensation de consigne $i_{\text{compensation consigne}}$ et de les passer dans le référentiel de Park d'angles $\theta, 5\theta$ et 7θ afin de séparer la composante réactive, l'harmonique 5 et l'harmonique 7. En effet, passer le courant de compensation dans le référentiel de Park d'angle θ (respectivement 5θ et 7θ) transforme la composante réactive (respectivement l'harmonique 5 et l'harmonique 7) en une constante. En utilisant un filtre passe-bas, ça nous permet de récupérer uniquement la composante réactive (respectivement l'harmonique 5 et l'harmonique 7).

Ainsi, ayant les 3 éléments des courants de compensation séparés, on peut comparer la composante réactive (respectivement l'harmonique 5 et l'harmonique 7) du courant de compensation réel $i_{\text{compensation réel}}$ avec la composante réactive (respectivement l'harmonique 5 et l'harmonique 7) du courant de compensation de consigne $i_{\text{compensation consigne}}$.

Pour cela, il va falloir appliquer à toutes les grandeurs la transformation de Concordia de matrice :

$$C = T_{33} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Ainsi, pour une grandeur quelconque A :

$$\begin{bmatrix} A_h \\ A_\alpha \\ A_\beta \end{bmatrix} = (T_{33}) \times \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Ensuite, il faut appliquer à toutes les grandeurs la transformée de Park qui équivaut à une rotation d'angle θ . On voit ci-dessous la matrice de la transformation de Park :

$$p(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Ainsi, pour une grandeur quelconque A :

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \end{bmatrix} = p(\theta) \times \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

3.2.7.1. Calcul de e_α et e_β , la Tension de Source dans le Référentiel de Concordia :

$$e(t) = \begin{bmatrix} V \times \cos(\omega t) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Donc

$$\begin{bmatrix} e_h \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = (T_{33}) \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \times \cos(\omega t) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V \times \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\begin{bmatrix} e_h \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{3}{2} \times V \times \cos(\omega t) \\ \frac{3}{2} \times V \times \sin(\pi - \omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times V \times \cos(\omega t) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times V \times \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

On pose

$$V_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \times V \quad (3.38)$$

3.2.7.2. Calcul de e_d et e_q , la Tension de Source dans le Référentiel de Park d'Angle θ :

On applique la transformation de Park.

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = p(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \times V \times \cos(\theta) \\ \frac{3}{2} \times V \times \sin(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

On constate que la composante en quadrature e_q est nulle. Ceci est dû au fait que la composante en quadrature représente la partie réactive de la tension de source, or cette dernière a une composante réactive nulle.

3.2.7.3. Calcul de $i_{\text{corra}\beta}$, Courant de Correction dans le Référentiel de Concordia :

$$i_{\text{corr}} = \begin{bmatrix} I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t) \\ I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + \sum_{k \geq 2} i_k \quad (3.40)$$

On suppos

$$i_{corr} = \begin{bmatrix} I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t) \\ I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5) \\ I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{2\pi}{3}) \\ I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7) \\ I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{2\pi}{3}) \\ I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

et que la charge non linéaire est un redresseur à thyristors et on s'occupe de compenser tous les harmoniques jusqu'à l'harmonique 7. Ce type de charge provoque l'apparition dans le courant d'harmoniques 5 et 7.

$$\begin{bmatrix} i_{corr h} \\ i_{corr \alpha} \\ i_{corr \beta} \end{bmatrix} = (T_{33}) \begin{bmatrix} i_{corra} \\ i_{corrb} \\ i_{corrc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{corra} \\ i_{corrb} \\ i_{corrc} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$= i_{corra\beta 1} + i_{corra\beta 2} + i_{corra\beta 3} \quad (3.43)$$

il se décompose en 3 parties que l'on va calculer séparément puis les additionner.

Calcul de $i_{corra\beta 1}$:

$$i_{corra\beta 1} = \begin{bmatrix} i_{corr h} \\ i_{corr \alpha} \\ i_{corr \beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t) \\ I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I \times \sin(\varphi) \times \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Or

$$\sin a - \sin b = 2 \times \sin \frac{a-b}{2} \times \cos \frac{a+b}{2} \quad (3.45)$$

donc

$$i_{corra\beta 1} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times I \times \sin \varphi \times \sin \omega t \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \times I \times \sin \varphi \times \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Calcul de $i_{\text{corra}\beta 2}$:

$$i_{\text{corra}\beta 2} = \begin{bmatrix} i_{\text{corrh}2} \\ i_{\text{corra}2} \\ i_{\text{corr}\beta 2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5) \\ I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{2\pi}{3}) \\ I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$i_{\text{corra}\beta 2} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \times I_5 \times \sin(5\omega t - \varphi_5) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Calcul de $i_{\text{corra}\beta 3}$:

$$i_{\text{corra}\beta 3} = \begin{bmatrix} i_{\text{corrh}3} \\ i_{\text{corra}3} \\ i_{\text{corr}\beta 3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7) \\ I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7 + \frac{2\pi}{3}) \\ I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

donc

$$i_{\text{corra}\beta 3} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \times I_7 \times \sin(7\omega t - \varphi_7) \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$i_{\text{corra}\beta} = i_{\text{corra}\beta 1} + i_{\text{corra}\beta 2} + i_{\text{corra}\beta 3} \quad (3.51)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times (I \times \sin \varphi \times \sin \omega t + I_5 \times \cos(5\omega t - \varphi_5) + I_7 \times \cos(7\omega t - \varphi_7)) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \times (-I \times \sin \varphi \times \sin \omega t - I_5 \times \sin(5\omega t - \varphi_5) + I_7 \times \sin(7\omega t - \varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Connaissant $i_{\text{corra}\beta}$, on va passer i_{corr} dans les référentiels de Park d'angle θ , 5θ , 7θ afin de

séparer, après un filtrage passe-bas, le fondamental, l'harmonique 5θ et l'harmonique 7θ de

i_{corr} .

Appliquons Park à $i_{\text{corra}\beta}$ avec un angle de θ :

$$i_{\text{corr}dq} = \begin{bmatrix} i_{\text{corr}d} \\ i_{\text{corr}q} \end{bmatrix} = p(\theta) \begin{bmatrix} i_{\text{corra}\alpha} \\ i_{\text{corra}\beta} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \sin \theta + I_5 \cos(5\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(7\theta - \varphi_7)) \\ \sqrt{\frac{3}{2}}(-I \sin \varphi \cos \theta - I_5 \cos(5\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(7\theta - \varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}(I_5 \cos(6\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(6\theta - \varphi_7)) \\ \sqrt{\frac{3}{2}}(-I \sin \varphi \sin(6\theta - \varphi_5) + I_7 \sin(6\theta - \varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Donc, en filtrant pour enlever les composantes à 6θ , on a :

$$\begin{bmatrix} i_{\text{corr}d} \\ i_{\text{corr}q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}I \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

On a donc deux composantes, directe et en quadrature, qui représente le fondamental de i_{corr} . La composante directe représente la partie active de i_{corr} et la composante en quadrature représente la partie réactive de i_{corr} . Comme on souhaite compenser uniquement la partie réactive du courant de charge i_{ch} , i_{corr} ne contient pas de composante active. Ainsi, $i_{\text{corr}d}$, qui représente la composante active de i_{corr} , est nulle.

Appliquons Park à $i_{\text{corra}\beta}$ avec un angle de 5θ :

$$i_{\text{corr}dq} = \begin{bmatrix} i_{\text{corr}d} \\ i_{\text{corr}q} \end{bmatrix} = p(-5\theta) \begin{bmatrix} i_{\text{corra}\alpha} \\ i_{\text{corra}\beta} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(5\theta) & \sin(5\theta) \\ -\sin(5\theta) & \cos(5\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \sin \theta + I_5 \cos(5\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(7\theta - \varphi_7)) \\ \sqrt{\frac{3}{2}}(-I \sin \varphi \cos \theta - I_5 \cos(5\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(7\theta - \varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \sin 6\theta + I_5 \cos(\varphi_{55}) + I_7 \cos(12\theta - \varphi_7)) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \cos 6\theta - I_5 \cos(\varphi_5) - I_7 \sin(12\theta - \varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Donc, en filtrant pour enlever les composantes à 6θ et à 12θ , on a :

$$\begin{bmatrix} i_{corr d} \\ i_{corr q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \times \cos \varphi_5 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \times \sin \varphi_5 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

On a donc deux composantes, directe et en quadrature, qui représente l'harmonique 5 de i_{corr}

Appliquons Park à $i_{corr\alpha\beta}$ avec un angle de 7θ :

$$i_{corr dq} = \begin{bmatrix} i_{corr d} \\ i_{corr q} \end{bmatrix} = p(-7\theta) \begin{bmatrix} i_{corr\alpha} \\ i_{corr\beta} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(7\theta) & \sin(7\theta) \\ -\sin(7\theta) & \cos(7\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \sin \theta + I_5 \cos(5\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(7\theta - \varphi_7)) \\ \sqrt{\frac{3}{2}}(-I \sin \varphi \cos \theta - I_5 \cos(5\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(7\theta - \varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \sin 6\theta + I_5 \cos(12\theta - \varphi_5) + I_7 \cos(\varphi_7)) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}(I \sin \varphi \sin 6\theta + I_5 \sin(12\theta - \varphi_5) + I_7 \sin(\varphi_7)) \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Donc, en filtrant pour enlever les composantes à 6θ et à 12θ , on a :

$$\begin{bmatrix} i_{corr d} \\ i_{corr q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} I_7 \times \cos \varphi_7 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_7 \times \sin \varphi_7 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

On a donc deux composantes, directe et en quadrature, qui représente l'harmonique 7 de i_{corr}
 Equations reliant la tension de sortie de l'onduleur U et le courant i_{inj} ($=i_{corr}$) traversant les bobines L , dans le référentiel de Park :

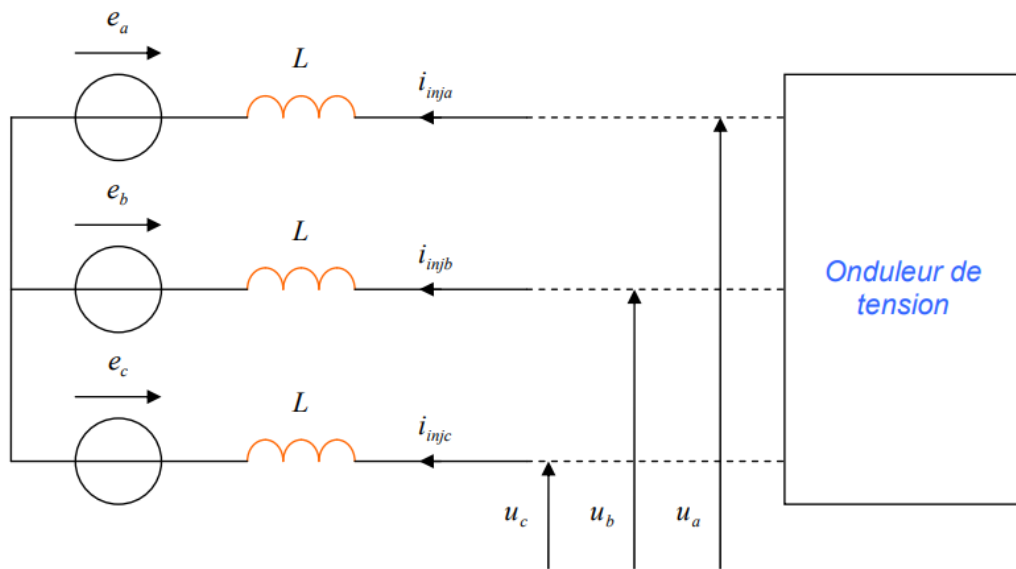


Figure (3.4) : Zoom sur les tensions aux bornes des inductances L et sur les courants qui les traversent

On obtient donc l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

Avec R , la résistance interne de la bobine.

Passons cette équation dans les référentiels de Concordia puis de Park :

$$\begin{pmatrix} h \\ \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = C^{-1} \times \begin{pmatrix} h \\ \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad (3.66)$$

avec :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Donc

$$C \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \times C \times \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + C \times \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (3.68)$$

Donc

Le terme homopolaire est nul donc on peut enlever la ligne correspondante

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

Donc

$$\begin{cases} u_\alpha = R \times i_\alpha + L \times \frac{di_\alpha}{dt} + e_a \\ u_\beta = R \times i_\beta + L \times \frac{di_\beta}{dt} + e_b \end{cases} \quad (3.70)$$

Passons maintenant dans le référentiel de Park :

$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = P \times \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = P^{-1} \times \begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} \text{ avec } P = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (3.71)$$

Donc

$$P \times \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \times P \times \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{pmatrix} \times P \times \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + P \times \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \end{pmatrix} \quad (3.72)$$

Donc

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{pmatrix} \times P \times \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} P^{-1} i_d \\ P^{-1} i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} \quad (3.73)$$

$$= \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{pmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -L\omega \\ L\omega & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} \quad (3.74)$$

Donc

$$\begin{cases} u_d = R \times i_d + L \times \frac{di_d}{dt} - L \times \omega \times i_q + e_d \\ u_q = R \times i_q + L \times \frac{di_q}{dt} - L \times \omega \times i_d + e_q \end{cases} \quad (3.75)$$

Donc

$$\begin{cases} u_d = R \times i_d + jL\omega + i_d - L \times \omega \times i_q + e_d \\ u_q = R \times i_q + jL\omega + i_q - L \times \omega \times i_d + e_q \end{cases} \quad (3.76)$$

On a 2 équations couplées. On peut compenser le couplage en réalisant le montage suivant :

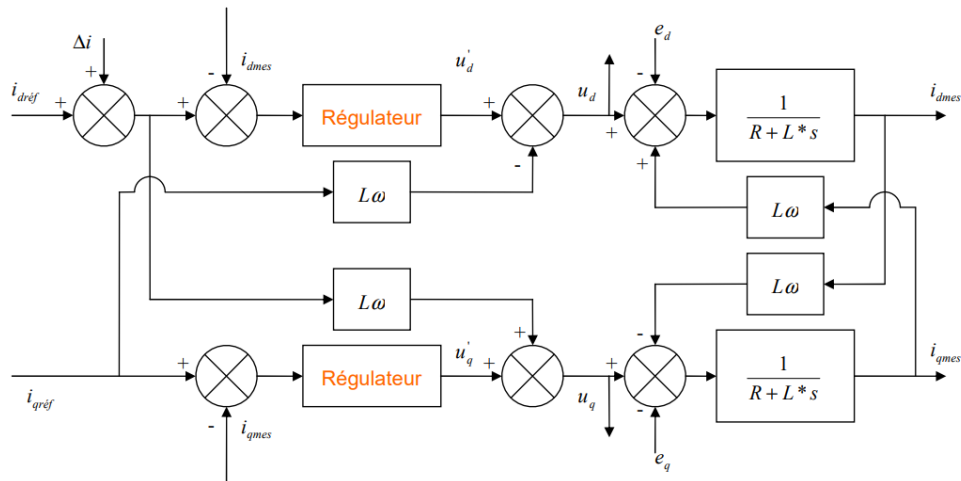


Figure (3.5): Schéma des équations aux bornes des bobines L dans le référentiel de Park, associé à une partie pour compenser le couplage des composantes directes et en quadratures

La **Figure (3.5)** correspond au régulateur de la **Figure (3.11)** dans le référentiel de Park d'angle θ . Pour les régulateurs, de la **Figure (3.11)**, dans les référentiels de Park d'angles 5θ et 7θ , le schéma de la **Figure (3.5)** est identique moyennant quelques petites modifications :

- Il n'y a plus d'entrées e_d , e_q et Δi .
- Les blocs $L\omega$ sont respectivement remplacés par des blocs $5L\omega$ (respectivement $7L\omega$) pour le régulateur dans le référentiel de Park d'angle 5θ (respectivement 7θ).

Du fait de la partie compensatrice du couplage, le schéma précédent est équivalent aux 2 schémas suivants :

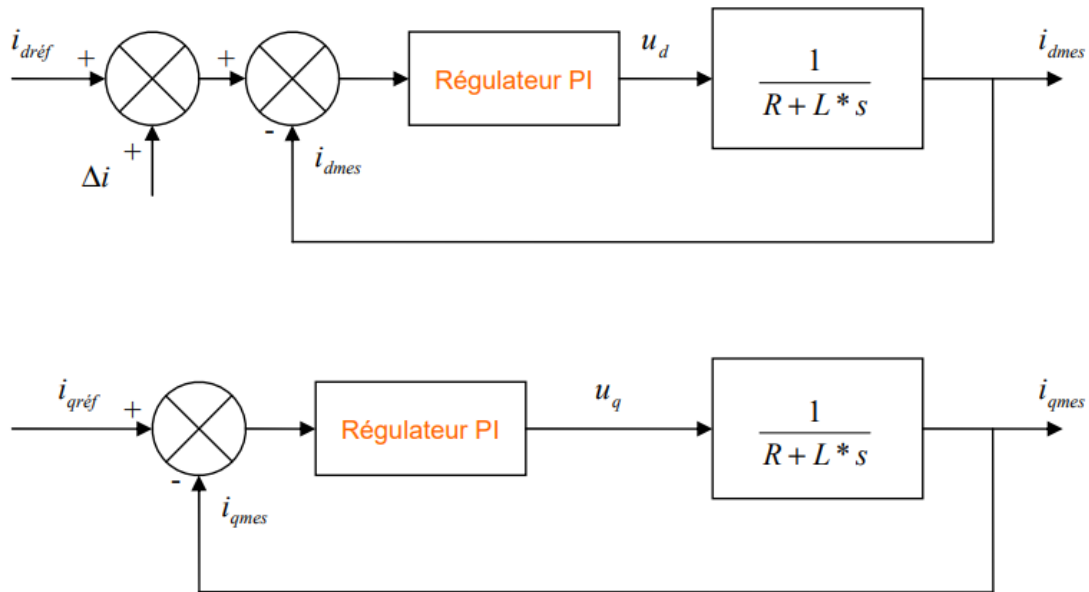


Figure (3.6) : Schémas équivalents au schéma de couplage entre les grandeurs directs et celles en quadratures de la Figure (3.5)

Ces deux schémas équivalents permettent de dimensionner plus facilement les régulateurs PI de la **Figure (3.5)**.

Δi est le courant équivalent à la variation de la tension U_{DC} du condensateur C. Nous avons vu précédemment qu'il faut maintenir cette tension stable c'est pourquoi elle intervient dans la boucle de régulation.

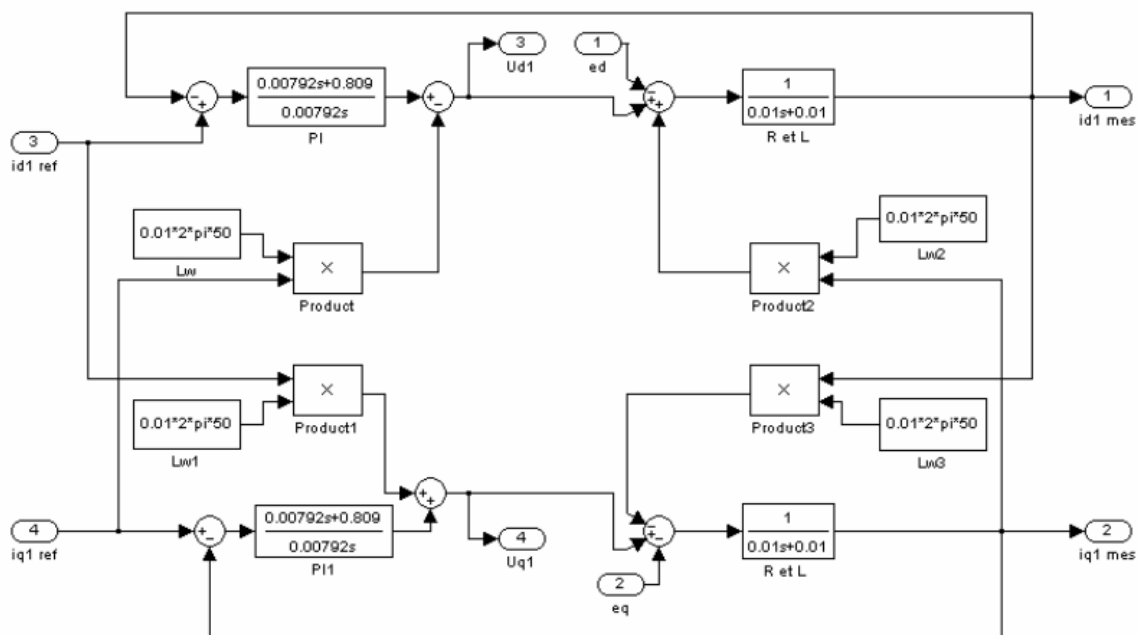


Figure (3.7) : Bloc régulateur à pulsation ω

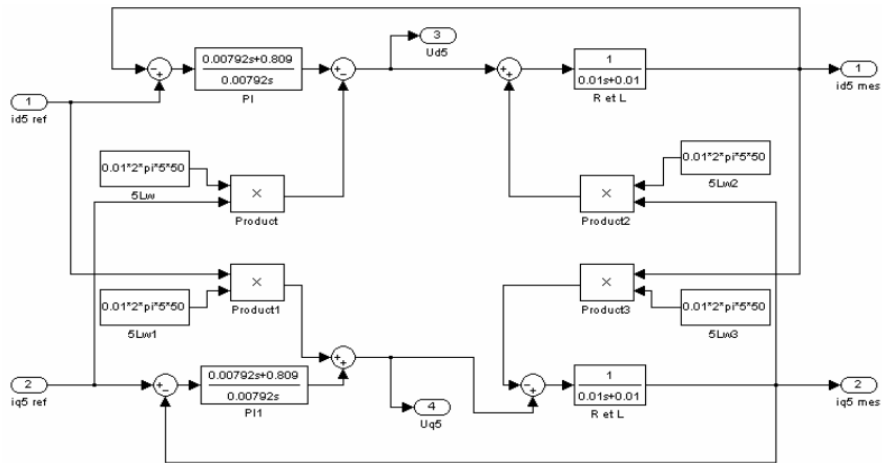


Figure (3.8) : Bloc régulateur à pulsation 5ω

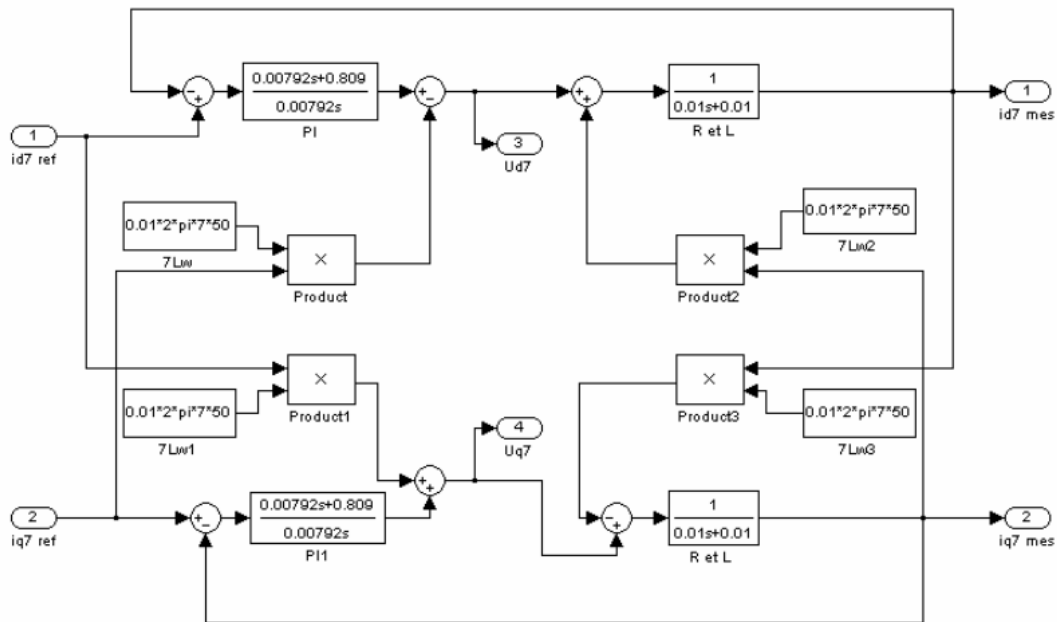


Figure (3.9) : Bloc régulateur à pulsation 7ω

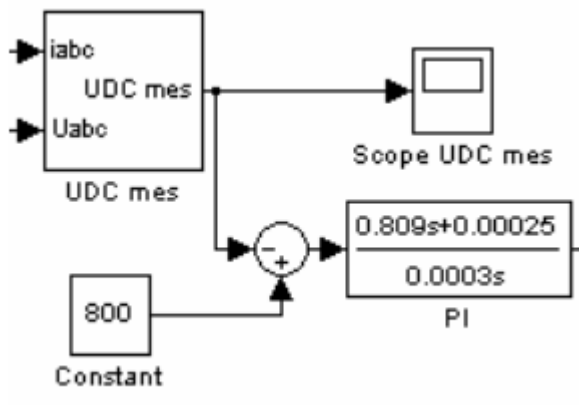


Figure (3.10) : Boucle de retour de U_{DC}

On peut voir, sur la **Figure (3.11)**, le schéma détaillé du filtre actif parallèle étudié.

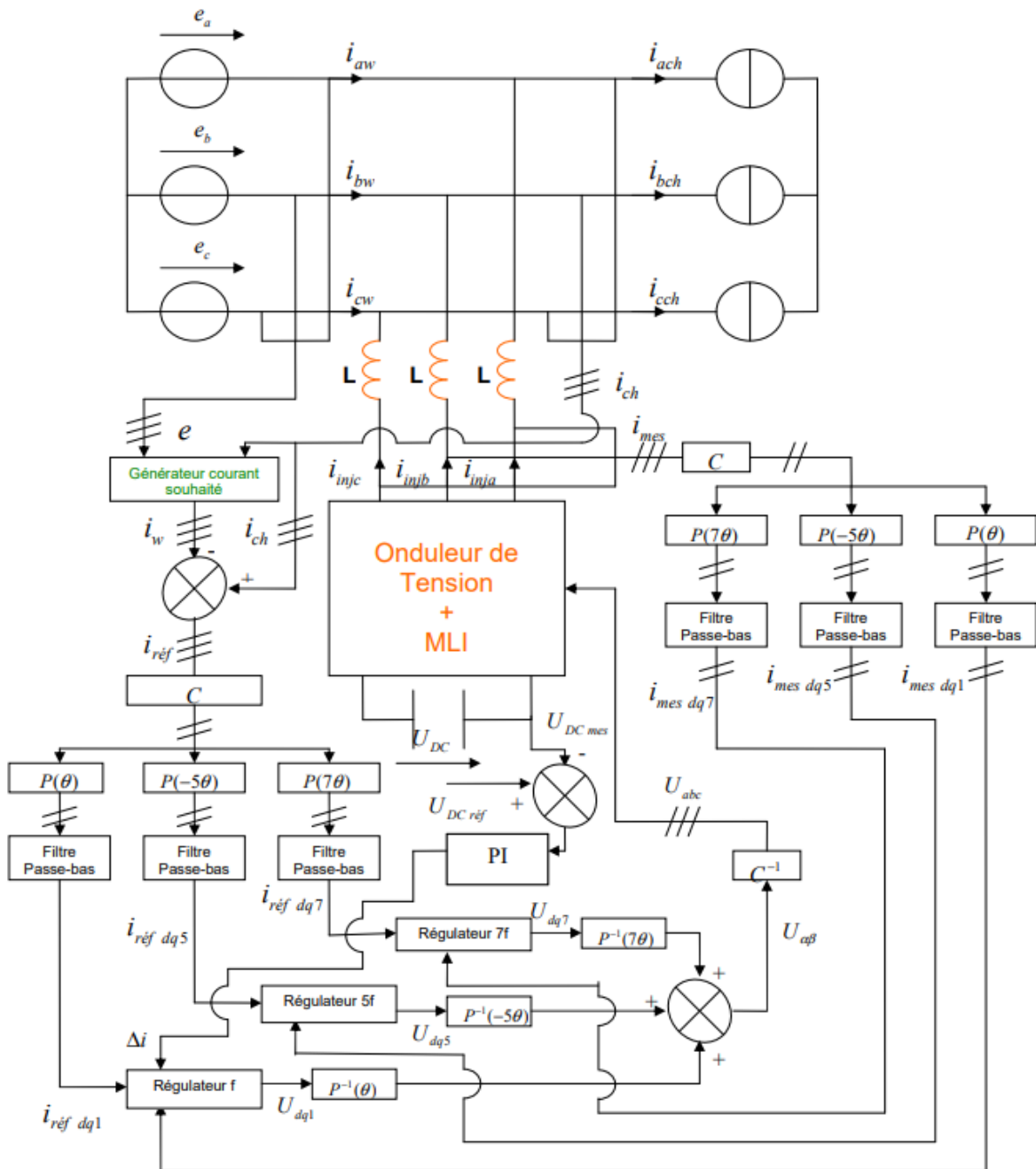


Figure (3.11) : Le schéma détaillé du filtre actif parallèle étudié

Le schéma de la **Figure 34** a été réalisé sous SIMULINK afin de simuler le fonctionnement de ce filtre actif parallèle. Nous allons voir en détail, dans la partie qui suit, le schéma SIMULINK de ce filtre actif.

3.3. Résultats de Simulation

Dans le présent chapitre, on va mettre en exergue les performances du système de filtre actif parallèle issues à des lois de commande présentées au chapitre précédent en outre nous avons vu et interpréter des résultats qui sont obtenues à l'aide de l'outil de programmation Matlab SIMULINK.

- Sur les figures (4.1), (4.2) et (4.3) sont représentés respectivement le courant de correction mesuré, le courant de correction de consigne et les deux courants en même graphe.
- Sur les figures (4.4),(4.5) et (4.6) sont illustrées le courant fourni par le réseau, la tension à l'entrée de l'onduleur de filtre actif et la puissance moyenne délivré par le réseau.
- Sur les figures (4.7),(4.8) et (4.9) sont présentés le courant fourni par le réseau avec la tension d'alimentation, Analyse spectrale de courant de correction de référence et l'analyse spectrale de courant de correction mesuré.

De ces figures, on peut constater que :

1) l'onduleur puisse générer les courants nécessaires pour compenser les harmoniques de courant créés par la charge non linéaire voir les figures (4.1) et (4.2) (4.3) ce qui prouve l'efficacité des boucles de régulations utilisées.

2) la charge non linéaire est un redresseur à thyristors et on s'occupe de compenser tous les harmoniques jusqu'à l'harmonique 7. Ce type de charge provoque l'apparition dans le courant d'harmoniques 5 et 7 voir figure (4.8) et (4.9).

3) La tension moyenne est maintenue constante aux bornes de condensateur et suivre sa référence ceci prouve la robustesse de régulateur PI utilisée voir figure (4.5) et aussi on peut constater que L'onduleur va ni consommer ou ni fournir de la puissance active.

Le courant est maintenu en phase avec la tension du réseau figure(4.7), indiquant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et la dépollution de tous harmoniques voir figure (4.4).

4) Le principe de base filtre actif est achevé à cause d'injection d'énergie réactive d'harmonique et l'amélioration de qualité d'énergie coté réseau voir figure (4.3) et (4.4).

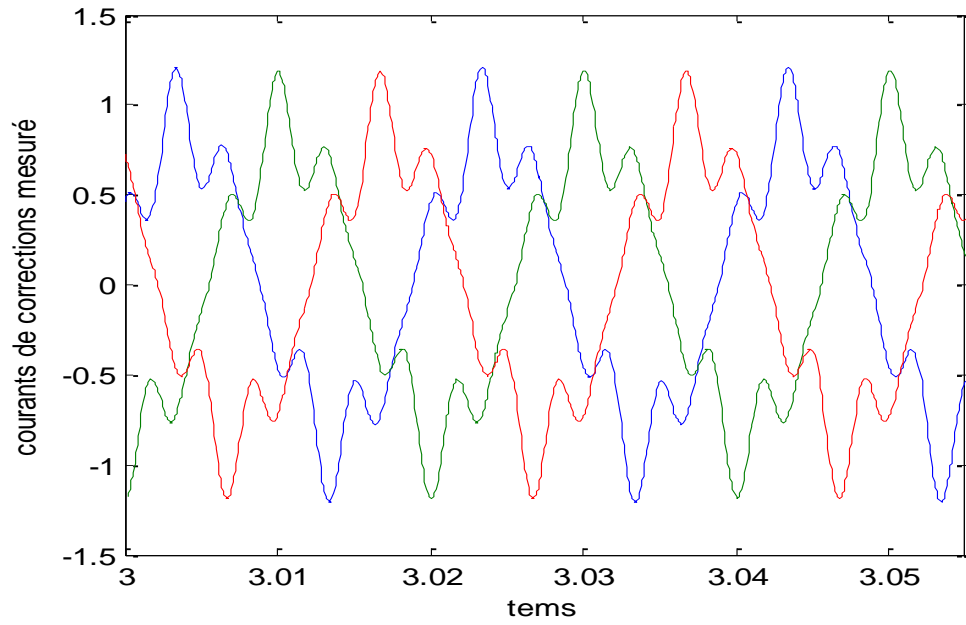
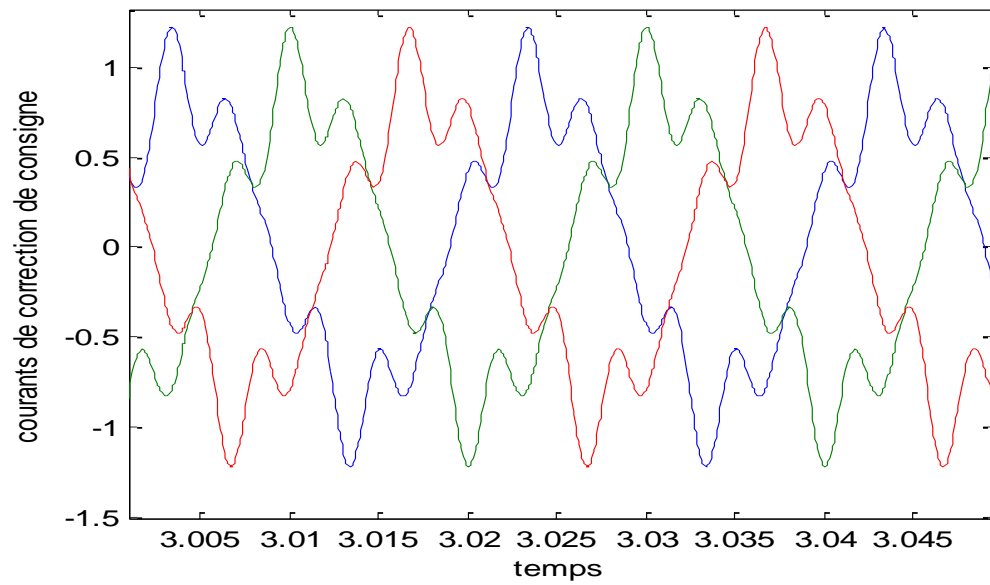
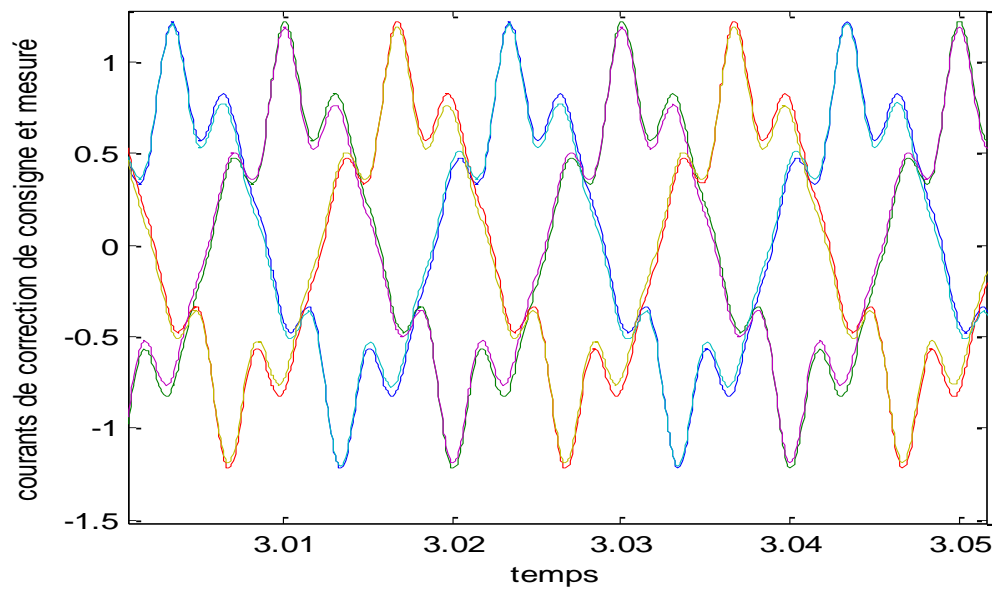


Figure (4.1): courant de correction mesuré



Figure(4.2) : courant de correction de consigne



Figure(4.3) : Les courants de correction de consigne et mesuré

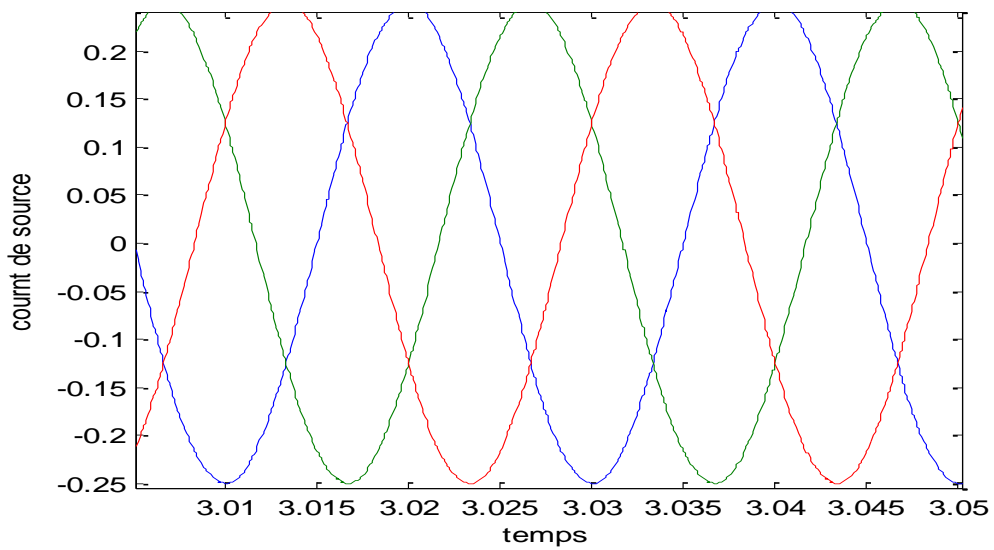


Figure (4.4) : Les courants de la source

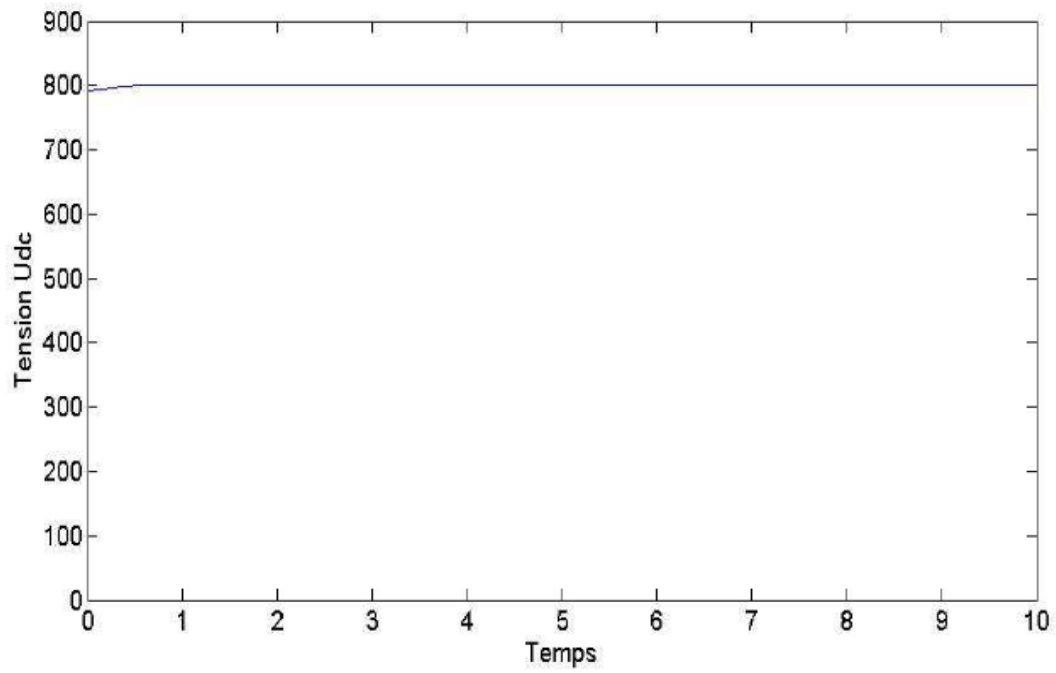
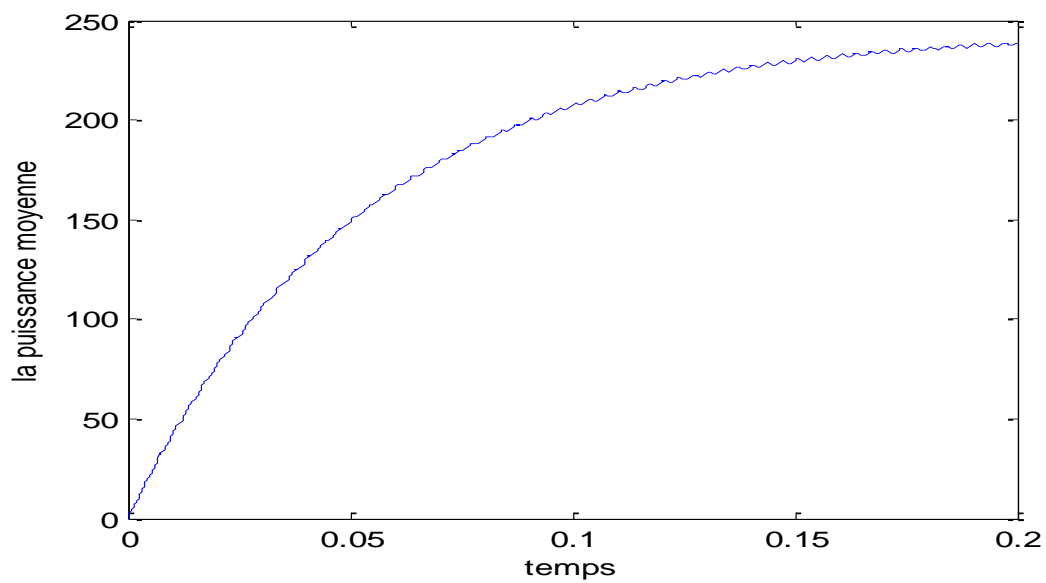


Figure (4.5) : La Tension à l'entrée de l'onduleur U_{DC} mes



Figure(4.6) : la puissance moyenne

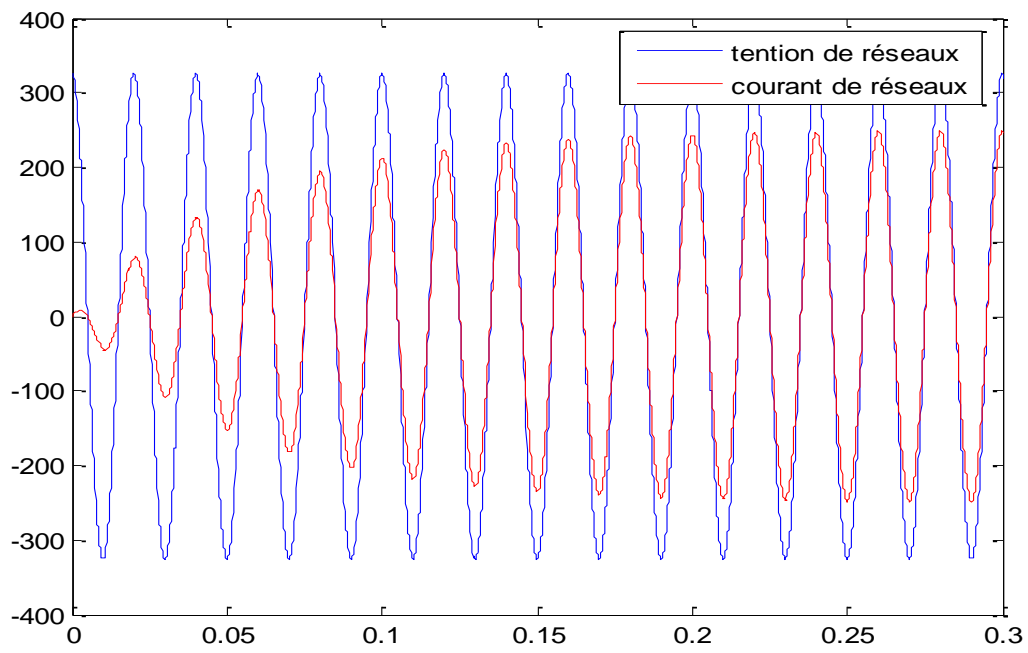


Figure (4.7) :la tension de réseau et le corant de réseau

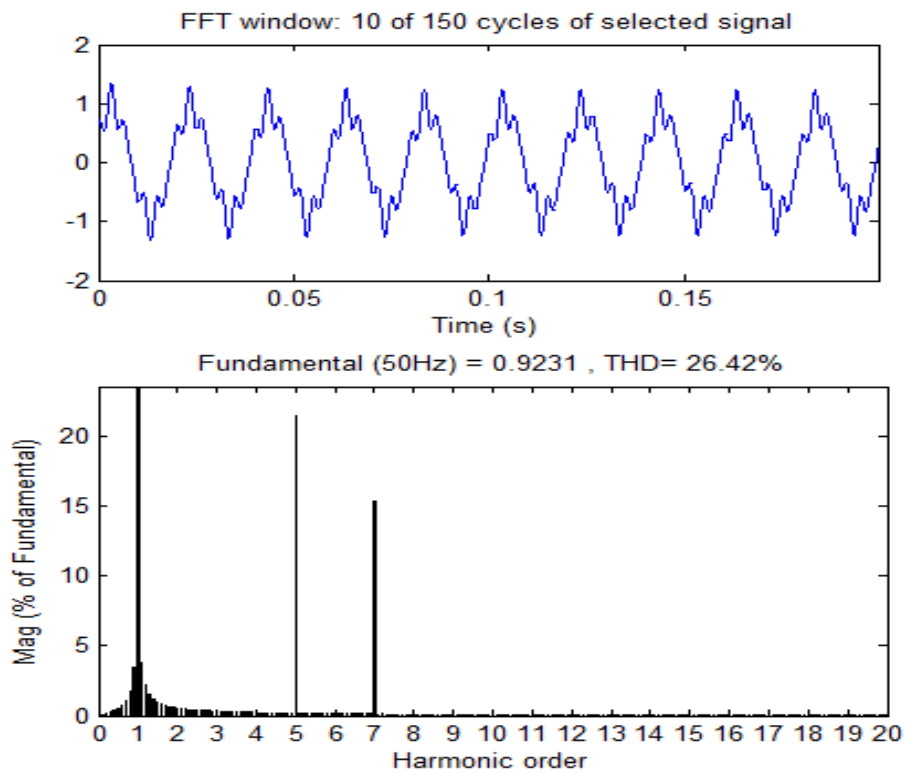
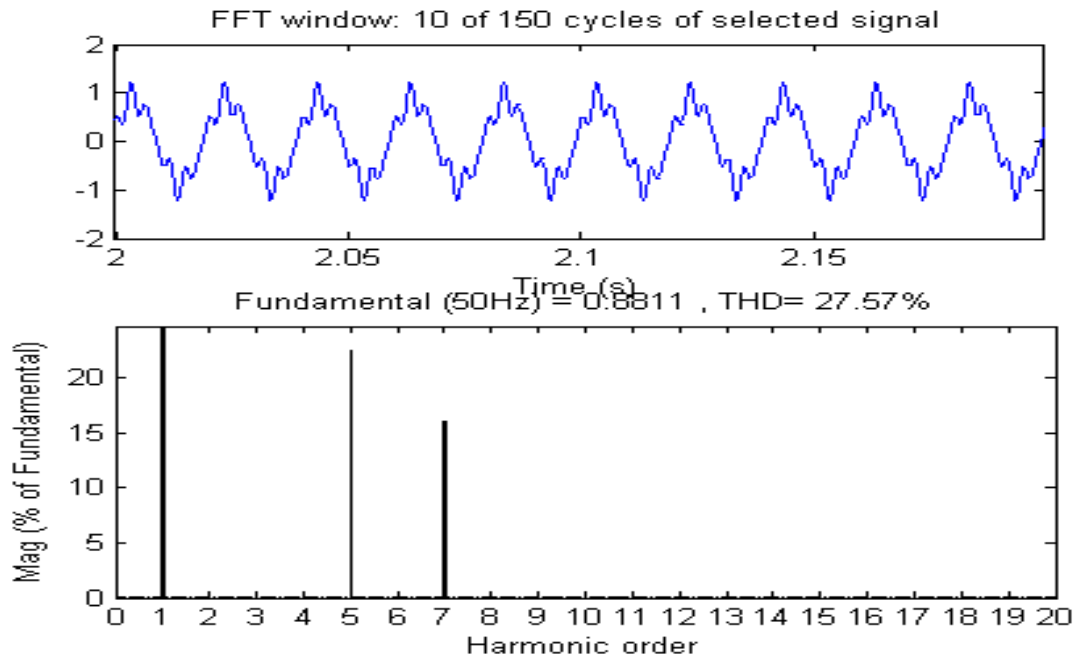


Figure (4.8) : Analyse spectrale de courant de correction de référence



Figure(4.9): Analyse spectrale de courant de Correction de mesuré

Conclusion

Nous avons examiné les différentes étapes de la commande du filtre actif à structure tension. Notre attention s'est portée principalement sur l'étude des principes fondamentaux des composants impliqués dans le fonctionnement du filtre actif. La méthode d'identification des courants harmoniques en utilisant le calcul des puissances réelle et imaginaire instantanées a donné des résultats satisfaisants en termes de performances statiques et dynamiques.

De plus, cette méthode permet également la compensation des courants déséquilibrés. Les deux stratégies de commande de l'onduleur, à savoir l'hystérésis et la modulation de largeur d'impulsion (MLI), largement utilisées dans d'autres applications telles que les systèmes d'entraînement à vitesse variable et les alimentations sans interruption (ASI), peuvent également être appliquées au filtre actif. Cependant, les caractéristiques particulières des formes d'onde des courants à générer posent certaines difficultés dans le développement d'un régulateur performant.

Nous nous sommes volontairement limités à l'étude de cas simples, mais ce problème nécessite une analyse plus approfondie. En revanche, la régulation de la tension aux bornes du condensateur de stockage d'énergie est une opération relativement simple.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les performances du filtre actif parallèle issues des lois de commande proposées.

Les résultats obtenus en simulation sont satisfaisants puisque la tension UDC mes reste constante et que les courants de correction mesurés suivent parfaitement les courants de correction de références.

Une suite possible de ce stage serait de réaliser ce filtre actif parallèle puisque l'étude du filtre actif parallèle est réalisée et les simulations ont l'air concluant.

Conclusion Générale

En conclusion, ce mémoire aborde de manière approfondie les perturbations des réseaux électriques et les solutions traditionnelles de réduction de ces perturbations. Le chapitre d'introduction fournit un contexte clair en caractérisant les perturbations, en soulignant leurs effets nocifs et en présentant les réglementations correspondantes. Le deuxième chapitre se concentre sur les filtres, en décrivant les différentes options de filtrage passif et actif, avec une attention particulière accordée au filtre actif parallèle. Les avantages et les inconvénients de cette solution sont évalués, tandis que la structure et la modélisation du filtre sont également discutées. Le chapitre se termine par une étude de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et le dimensionnement des inductances L . Le troisième chapitre se concentre sur l'identification des courants harmoniques de régulation et présente en détail les boucles de régulation de l'onduleur, en mettant l'accent sur la boucle de régulation de tension U_{dc} et la boucle génératrice de courant de compensation. Les méthodes pour trouver le courant de compensation et les calculs associés sont décrits. Enfin, le quatrième chapitre présente les résultats de simulation obtenus et tire des conclusions sur l'efficacité et la performance des filtres actifs parallèles. Dans l'ensemble, ce mémoire offre une analyse complète et détaillée des perturbations des réseaux électriques, des solutions de filtrage, de la commande et des performances des filtres actifs parallèles, fournissant ainsi des informations précieuses pour la conception et l'optimisation de ces systèmes dans des applications pratiques.

Références Bibliographiques

- 1 Boisdon.C et Drouin.G: "Les systèmes de compensation statique rapide dans les réseaux industriels", ROE, Déc 1984, pp.797-807.
- 2 C. COLLOMBET, J.M. LUPIN, J. SCHONEK *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement Cahier Technique Schneider Electric n° 152, 1999.*
- 3 Coupain.J.C et Faix.G: "La compensation statique de puissance réactive et le filtrage des courants harmoniques: deux exemples de réalisation", REVUE CEM, No. 113, Jan. 1982, pp.36-43.
- 4 E. BETTEGA, J. N. FIORINA *Harmoniques : Convertisseurs propres et compensateurs actifs Cahier Technique Schneider Electric n° 183, 2000.*
- 5 Leost.J.Y et Javerzac.J.L: "Pollution harmonique des réseaux", EDF Electronique de puissance, No.33, pp.38-45.
- 6 M. EL-HABROUK, M. K. DARWISH, P. MEHTA *Active power filters : A review IEE Proceedings, Electric Power Applications, Vol. 147, Sept. 2000.*
- 7 Moller.L: "Problèmes techniques posés par le raccordement de convertisseurs de grande puissance", REVUE EDF, No.2, 1985, pp.5-9.
- 8 R. I. BOJOI, G. GRIVA, V. BOSTAN, M. GUERRIERO, F. FARINA, F. PROFUMO *Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame IEEE Transactions on Power Electronics, 2005.*
- 9 S. BHATTACHARYA, D. M. DIVAN, B. BANERJEE *Active filter solutions for utility interface* Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin, Madison, U.S.A.
- 10 Segulier.G: "Les perturbations induites dans le réseau par les convertisseurs statiques: origine, propagation, procédés de réduction", COLLOQUE - Nantes, Juillet 1992, pp.1-17.
- 11 Segulier.G: *L'électronique de puissance*, DUNOD 1990.
- 12 Subjak.J.S et Mcquilkin.J.S: "Harmonies - Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update", IEE<:E Trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No.6, Nov. lDec. 1990, pp. 1034-1042.
- 13 Szabados.B: "Répercussion sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance", ROE, No.12, 1984, pp.791-796 .

Annexes

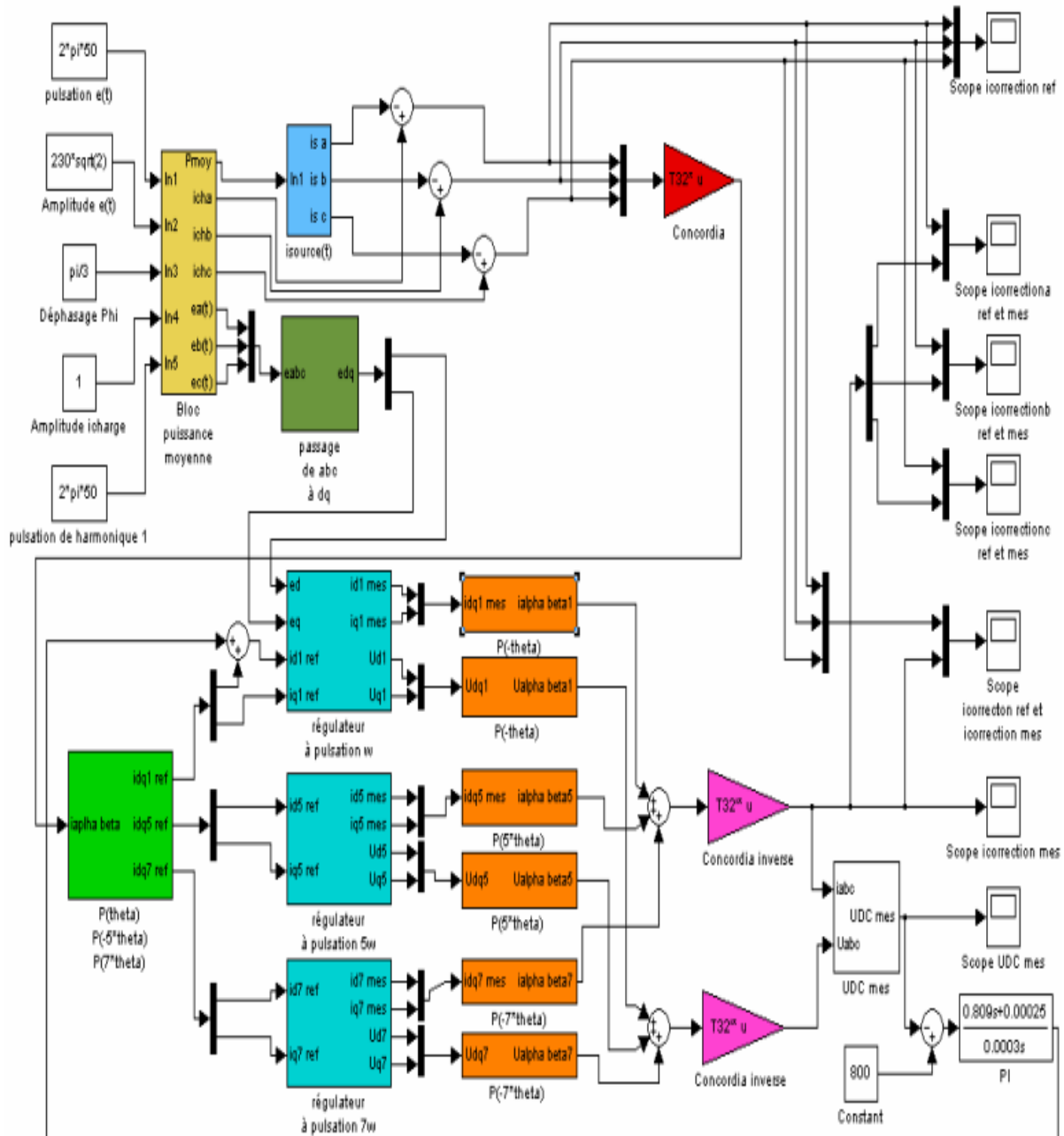


Figure annexe1 : Schéma du filtre actif parallèle réalisé sous SIMULINK

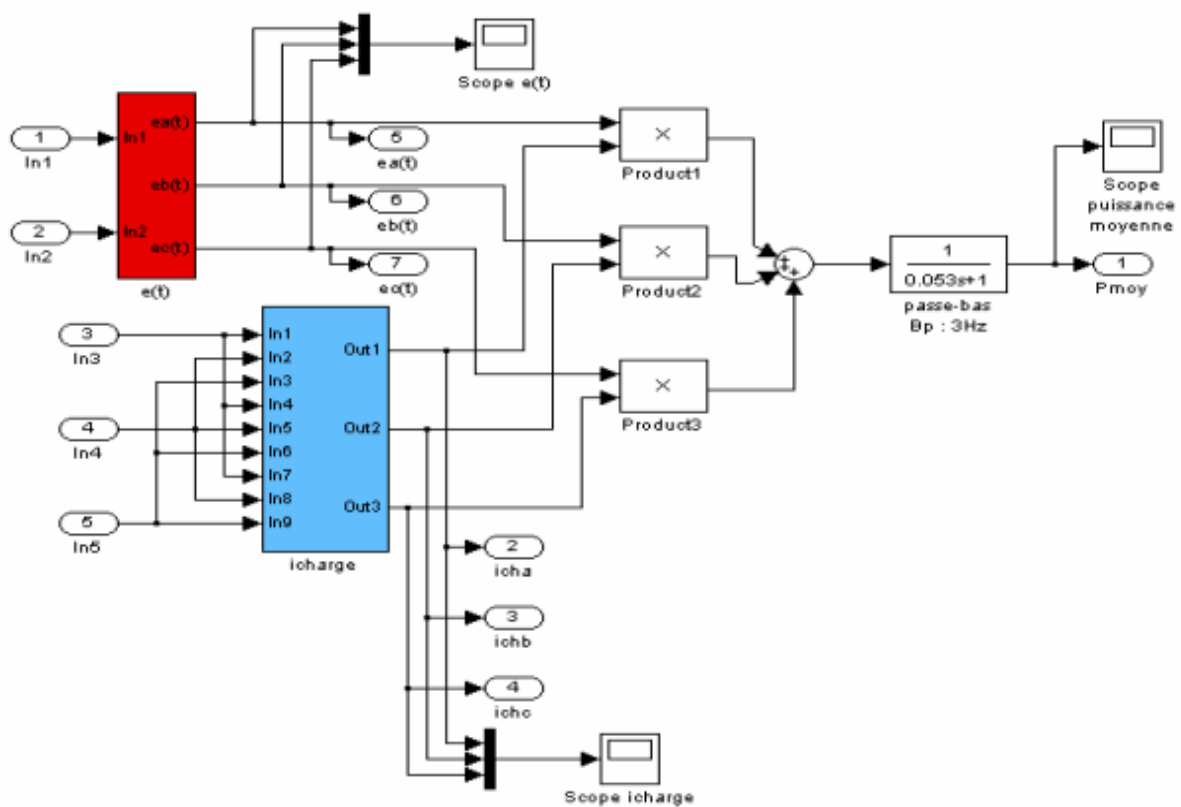


Figure annexe 2 : Bloc puissance moyenne

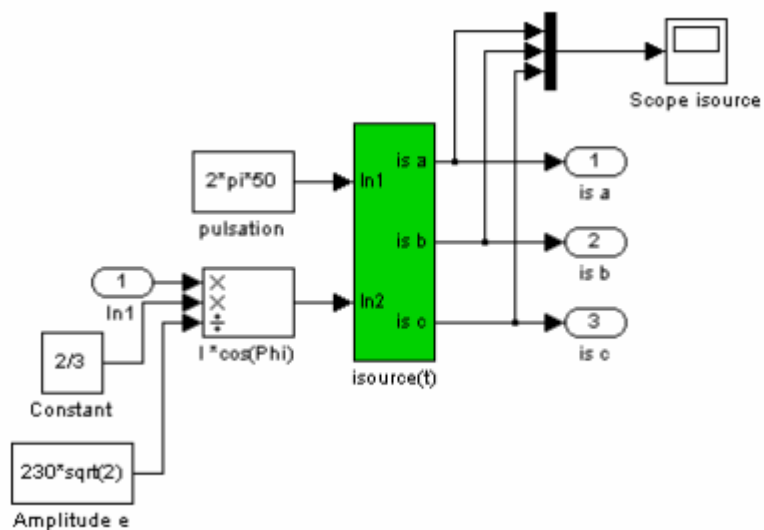


Figure annexe 3 : Bloc i_{source}

Résumé

Les charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux, consomment de la puissance réactive et génèrent des perturbations qui perturbent et dégradent les équipements liés au réseau. Dans ce travail, nous avons utilisé le filtre actif parallèle comme solution pour éliminer les perturbations et les harmoniques de la charge non linéaire par les simulations MATLAB/SIMULINK . Une commande en courant a permis de montrer de bonnes performances pour le filtre actif parallèle par rapport aux solutions traditionnelles tel que les filtres passifs.

Mot clés : Les charges non linéaires –la puissance réactive- des perturbations – le filtre actif parallèle – les harmoniques –les filtres passives, THD : Taux de distorsion harmonique

ملخص

الأحمال غير الخطية تستهلك تيارات غير سينية، وتستهلك طاقة متلازمة وتولد اضطرابات تشوش وتدهور للمعدات المتصلة بالشبكة. في هذا العمل، استخدمنا المرشح النشط التوازي كحل للتخلص من الاضطرابات والهارمونيكي التي تولدها الحمل غير الخطي من خلال محاكاة MATLAB/SIMULINK. قدمت التحكم في التيار أداءً جيدًا للمرشح النشط التوازي مقارنة بالحلول التقليدية مثل المرشحات السلبية.

كلمات مفتاحية: الأحمال غير الخطية – الطاقة المتلازمة – الاضطرابات – المرشح النشط التوازي – الهارمونيكي – المرشحات السلبية، THD نسبة التشوه الهارمونيكي

Abstract

Non-linear loads absorb non-sinusoidal currents, consume reactive power, and generate disturbances that disrupt and degrade network-related equipment. In this work, we employed the parallel active filter as a solution to eliminate the disturbances and harmonics caused by non-linear loads through MATLAB/SIMULINK simulations. Current control demonstrated good performance for the parallel active filter compared to traditional solutions such as passive filters.

Keywords: Non-linear loads, reactive power, disturbances, parallel active filter, harmonics, passive filters, THD: Total Harmonic Distortion.