

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique

Laboratoire QUARTZ (ENSEA)

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en
Automatique

Commande CRONE appliquée au Filtrage Actif Parallèle

Réalisé par :

Abdennour HEMAL

Lina CHERAITIA

Sous la direction de :

Pr D. BOUKHETALA

Prs J.P. BARBOT - M.A. ALALI

Présenté et soutenu publiquement le 02/07/2019

Composition du Jury :

Président	Mr H. CHEKIREB	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mr D. BOUKHETALA	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr J.P. BARBOT	Professeur	ENSEA
	Mr M.A. ALALI	Professeur	ENSEA
Examineur	Mr D. BOUDANA	MCA	Ecole Nationale Polytechnique

ENP 2019

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique

Laboratoire QUARTZ (ENSEA)

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en
Automatique

Commande CRONE appliquée au Filtrage Actif Parallèle

Réalisé par :

Abdennour HEMAL

Lina CHERAITIA

Sous la direction de :

Pr D. BOUKHETALA

Prs J.P. BARBOT - M.A. ALALI

Présenté et soutenu publiquement le 02/07/2019

Composition du Jury :

Président	Mr H. CHEKIREB	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mr D. BOUKHETALA	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr J.P. BARBOT	Professeur	ENSEA
	Mr M.A. ALALI	Professeur	ENSEA
Examineur	Mr D. BOUDANA	MCA	Ecole Nationale Polytechnique

ENP 2019

Dédicace

*Je dédie ce travail à mes chers parents, pour leur sacrifice, leur soutien
Leur amour, leur bienveillance, leur conseils et l'encouragement durant*

Toutes ces années d'études

Sans eux je ne serai pas à ce stade aujourd'hui

A mes frères et ma sœur

A ma grande famille

A ma binôme Lina pour son sérieux durant ce travail

A tous mes enseignants

A mes amis

A toute personne très chère pour moi, qui a partagé ma joie et ma peine et

M'a soutenu jusqu'au bout

Hemal Abdenmour

Dédicace

To my mother and father who has always been there for me,

To my little angel (Nour Eddine) and my whole family,

To my best friends Cylia and Imene,

To you Anis,

To my great work partner Nounou,

To all of my friends and teachers and every person who helped me be who I am

today

To MYSELF

Lina Cheraitia

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu, le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'étude, ainsi que nos parents, qui nous ont soutenu tout au long de notre formation.

*Nous voulons exprimer notre profonde gratitude à nos encadreurs, Monsieur **Djamel Boukhetala**, Monsieur **Jean-Pierre Barbot** et Monsieur **Mohamad Alaa Eddin Alali** pour nous avoir encadré et dirigé durant l'élaboration de ce travail et aussi, pour leurs précieux conseils et soutiens et surtout d'avoir cru en nos compétences.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements aux membres du jury Monsieur **Hachemi Chekireb** et Monsieur **Djamel Boudana** pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre travail en acceptant de l'examiner Et de l'enrichir par leurs propositions.*

Enfin, Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation et à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

.

ملخص

غالبًا ما يكون تموين الأحمال غير الخطية بواسطة مصدر طاقة في شبكة كهربائية عرضة للاضطرابات و / أو اختلالات في تيار الإمداد الذي يتلقاه الحمل. قد تخضع هذه الاضطرابات أو الاختلالات لقيود من طرف مورد الطاقة، لذلك من الضروري إعداد جهاز فعال لتحسين جودة الطاقة الكهربائية، مما يجعلها متوافقة مع القيود المعيارية الجديدة. الغرض من هذا العمل هو تطبيق التحكم *CRONE* على المرشح النشط الموازي لدراسة تعويض جميع أنواع الاضطرابات الحالية التي قد تحدث في شبكة الطاقة. الكلمات الأساسية: الأحمال غير الخطية، الاضطرابات، عدم التوازن، *CRONE*، مرشح نشط موازي.

Abstract

The supply of non-linear loads by a power source in an electrical network is frequently subject to disturbances and/or imbalances in the supply current received by the load. These disturbances or imbalances may be subject to regulation by the energy supplier, which is why it is essential to set up an effective system to improve the quality of electrical energy, by bringing it into line with new regulatory constraints.

The objective of this work is to apply the robust fractional order CRONE control to the shunt active filter in order to study the compensation of all types of current disturbances that may occur in the electrical network.

Key words: nonlinear load, disturbances, unbalance, robust fractional order control, shunt active filter.

Résumé

L'alimentation des charges non linéaires par une source d'alimentation dans un réseau électrique, est fréquemment soumise à des perturbations et/ou déséquilibres du courant d'alimentation reçu par la charge. Ces perturbations ou déséquilibres peuvent être soumis à une réglementation du fournisseur d'énergie, c'est ainsi qu'il est indispensable de mettre en place un dispositif efficace pour améliorer la qualité de l'énergie électrique, en la rendant conforme aux nouvelles contraintes normatives.

L'objectif de ce travail porte sur le l'application de la commande CRONE au filtre actif parallèle en vue d'étudier la compensation de tous les types de perturbations du courant susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique.

Mots clés : charges non linéaires, perturbations, déséquilibre, CRONE, Filtre actif parallèle.

Table des matières :

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Liste des abréviations

Liste des symboles

Introduction générale..... 19

Chapitre 01 : Perturbations dans les Réseaux Electriques et les Solutions de Dépollution.....22

1.1 Introduction 22

1.3 Types de perturbations électriques 23

1.3.1 Creux de tension 23

1.3.2 Déséquilibre du système triphasé de tension 24

1.3.3 Perturbations harmoniques 24

1.3.3.1 Origine 24

1.3.3.2 Conséquences..... 25

1.3.3.3 Grandeurs caractéristiques des harmoniques (en monophasé) 25

1.3.3.4 Norme IEEE 519 imposée sur le THD 27

1.4 Solutions de dépollution harmoniques 28

1.4.1 Solutions traditionnelles..... 28

1.4.1.1 Utilisation d'une inductance (selfs) série 29

1.4.1.2 Agir sur la structure de l'installation 29

1.4.1.3 Utilisation de transformateurs à couplage approprié 29

1.4.1.4 Filtrage passif 29

1.4.2 Solutions modernes.....31

1.4.2.1 Filtre actif parallèle31

1.4.2.2 Filtre actif série 32

1.4.2.3 Combinaison parallèle série actif 32

1.4.2.4 Filtre hybride 33

1.4.3 Comparaison entre les filtres passifs et les filtres actifs 33

1.5 Conclusion..... 34

Chapitre 02 : Etude de la Structure et les Stratégies de Commande du Filtre Actif Parallèle36

2.1 Introduction..... 36

2.2 Structure générale d'un filtre actif parallèle 36

2.2.1 Topologie générale 36

2.2.2 Étude de la partie puissance	37
2.2.2.1 Onduleur de tension	37
2.2.2.2 Système de stockage de l'énergie	39
2.2.2.3 Filtre de sortie	40
2.2.2.3.1 Filtre du premier ordre	40
2.2.2.3.2 Filtre de sortie du troisième ordre.....	40
2.3 Partie commande	42
2.3.1 Méthodes d'extraction des courants de références.....	42
2.3.1.1 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires (Méthode p-q).....	42
2.3.1.2 Méthode des courants instantanés actif et réactif d-q	46
2.3.2 Régulation de la tension continue	48
2.3.2.1 Méthode 1.....	49
2.3.2.2 Méthode 2.....	49
2.3.3 Commande de l'onduleur	50
2.3.3.1 Commande par hystérésis	51
2.3.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion	51
2.3.4 Régulation du courant du filtre actif parallèle	52
2.4 Conclusion	53
Chapitre 03 : Développement Théorique de la Commande CRONE.....	55
3.1 Introduction.....	55
3.2 D'un phénomène dans la nature à une commande en automatique.....	55
3.2.1 Histoire	55
3.2.2 Modèle électrique et dynamique du phénomène	55
3.2.3 Transfert en boucle ouverte.....	59
3.2.4 Objectif de l'étude du phénomène hydraulique	62
3.3 Performances dynamiques et caractéristiques fréquentielles de la commande CRONE	63
3.3.1 Marge de phase.....	63
3.3.2 Réponse en fréquences en boucle fermée	63
3.3.3 Pulsation de résonance et facteur de résonance	64
3.3.4 Pulsation propre et facteur d'amortissement.....	65
3.3.5 Représentation de la robustesse dans le lieu des pôles.....	67
3.4 Structure du régulateur CRONE à phase constante	68
3.4.1 Réponse en fréquences en boucle ouverte désirée (cas réel)	68

3.4.2 Comportement fréquentiel asymptotique du procédé	69
3.4.3 La pulsation ω_u et l'intervalle fréquentiel ω_A, ω_B	70
3.4.4 Structure d'un régulateur CRONE idéal à phase constante.....	71
3.4.5 Structure d'un régulateur CRONE réel à phase constante.....	74
3.5 Conclusion	76
Chapitre 04 : Résultats de Simulation de l'Application de la Commande CRONE dans le Filtrage Actif Parallèle.....	77
4.1 Introduction.....	77
4.2 Schéma de simulation	77
4.3 Cahier de charge	78
4.4 Résultats de simulation avant branchement du FAP	79
4.5 Résultats de simulation par l'approche Oustaloup.....	81
4.5.1 Résultats 1 : Sans variation paramétrique	82
4.5.2 Résultats 2 : Variation paramétrique	87
4.5.3 Résultats 3 : variation de la charge.....	89
4.6 Résultats de simulation par l'approche proposée	92
4.6.1 Résultats 1 : Sans variation paramétrique	93
4.6.2 Résultats 2 : variation paramétrique.....	97
4.6.3 Résultats 3 : variation de la charge.....	98
4.7 Bilan de simulation.....	101
4.8 Conclusion.....	101
Chapitre 05 : Méthode d'amortissement de la résonance du filtre LCL	102
5.1 Introduction.....	102
5.2 Fréquence de résonance du filtre LCL.....	102
5.3 Amortissement de la résonance	103
5.3.1 Amortissement passif.....	104
5.3.2 Amortissement passif série.....	104
5.3.3 Amortissement actif.....	106
5.3.4 Capacitor current feedback.....	107
5.4.4 Etude des performances de la méthode <i>CCF</i>	109
5.4 Régulation du courant du filtre actif avec l'amortissement actif basé sur CCF	110
5.5 Résultat de simulation.....	111
5.5.1 Résultats 1 : Valeurs nominales des paramètres.....	111
5.5.2 Résultats 2 : variation paramétrique	114
5.5.3 Résultats 3 : variation de la charge.....	115

5.6 Conclusion	116
Conclusion Générale.....	117
Bibliographie	119
Annexe I.....	126

Liste des Figures

- Fig 1.1 Creux de tension
- Fig 1.2 Diagramme de Fresnel
- Fig 1.3 Filtre passif résonant
- Fig 1.4 Filtre passif amorti
- Fig 1.5 Filtre actif parallèle
- Fig 1.6 Filtre actif série
- Fig 1.7 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)
- Fig 2.1 Structure générale du filtre actif parallèle
- Fig 2.2 Onduleur de tension triphasé
- Fig 2.3 modèle monophasé de filtre de sortie LCL
- Fig 2.4 Schéma représentant le principe de séparation des puissances
- Fig 2.5 Identification par la méthode des puissances instantanées
- Fig 2.6 Les vecteurs de tension et de courant dans les repères $\alpha - \beta$ et $d - q$
- Fig 2.7 Identification par la méthode des puissances instantanées actives et réactives
- Fig 2.8 Boucle de régulation de la tension continue (1 ère méthode)
- Fig 2.9 Boucle de régulation de la tension continue (2-ème méthode)
- Fig 2.10 Principe de commande des courants par hystérésis
- Fig 2.11 Principe de commande des courants par MLI
- Fig 2.12 Boucle de régulation du courant du FAP

- Fig 3.1 Représentation d'une digue poreuse par une distribution indéfinie de branches constituées d'un canal et d'une alvéole
- Fig 3.2 Modèle électrique équivalent de la branche i

- Fig 3.3 Modèle électrique équivalent d'une interface eau-digue
- Fig 3.4 Schéma fonctionnel du transfert en boucle ouverte
- Fig 3.5 Le lieu de Black en boucle ouverte (cas idéal)
- Fig 3.6 Le lieu de Black en boucle ouverte (cas réel)
- Fig 3.7 Le lieu de Nyquist en boucle ouverte
- Fig 3.8 Le lieu de Bode en boucle ouverte
- Fig 3.9 Schéma fonctionnel général de la commande CRONE
- Fig 3.10 Coupure du plan complexe suivant \mathbb{R}^-
- Fig 3.11 Lieu des pôles de la commande CRONE
- Fig 3.12 Lieu des pôles de la commande CRONE cas réel
- Fig 3.13 Diagramme de Bode asymptotique de la fonction de transfert désirée en boucle ouverte
- Fig 3.14 Comportement fréquentiel asymptotique du procédé
- Fig 3.15 L'apport de phase constant $m' \frac{\pi}{2}$ du régulateur CRONE à phase constante
- Fig 3.16 Diagramme de BODE de gain et de phase du régulateur CRONE idéal
-
- Fig 4.1 Schéma global de simulation
- Fig 4.2 Réseau électrique connecte à une charge non linéaire
- Fig 4.3 Forme d'onde de la tension source (phase 1) avant la mise en service du FAP
- Fig 4.4 Forme d'onde du courant (a) source (b) charge avant la mise en service du FAP
- Fig 4.5 Spectre fréquentiel du courant de source avant la mise en service du FAP
- Fig 4.6 Diagramme de BODE du transfert entrée I_{ref} sortie I_{inj} (Approche Oustaloup)
- Fig 4.7 Résultats de simulation pour la phase 1 : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension continue V_{dc}

- Fig 4.8 Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques
- Fig 4.9 Résultats de simulation pour la phase 1 après compensation de la puissance réactive : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension continue V_{dc}
- Fig 4.10 Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive
- Fig 4.11 Puissance instantanées réactive avant (rouge) et après compensation (bleu)
- Fig 4.12 Forme d'onde de la tension et du courant de source compensé (phase1)
- Fig 4.13 Résultats de simulation pour la phase 1 (cas d'une variation paramétrique de 30%) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation
- Fig 4.14 Spectre fréquentiel du courant de source (cas d'une variation paramétrique de 30%)
- Fig 4.15 Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension de source V_s
- Fig 4.16 Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge à l'instant 0.1s
- Fig 4.17 Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s et compensation de l'énergie réactive : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation
- Fig 4.18 Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge et compensation de l'énergie réactive
- Fig 4.19 Puissances instantanées active et réactive après compensation et avec une variation de la charge à l' instant $t=0.1s$
- Fig 4.20 Diagramme de BODE du transfert entrée I_{ref} sortie I_{inj} (Approche proposée)

- Fig 4.21 Résultats de simulation pour la phase 1 (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension continue V_{dc}
- Fig 4.22 Spectre fréquentiel du courant de la source après compensation des courants harmoniques (Approche proposée)
- Fig 4.23 Résultats de simulation pour la phase 1 après compensation de la puissance réactive (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation
- Fig 4.24 Spectre fréquentiel du courant de la source après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive (Approche proposée)
- Fig 4.25 Puissance instantanées réactive avant (rouge) et après compensation (bleu) (Approche proposée)
- Fig 4.26 Résultats de simulation pour la phase 1 (cas d'une variation paramétrique de 30% - Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation
- Fig 4.27 Spectre fréquentiel du courant de source (cas d'une variation paramétrique de 30% - Approche proposée)
- Fig 4.28 Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension de source V_s
- Fig 4.29 Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge (Approche proposée)
- Fig 4.30 Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s et compensation de l'énergie réactive (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation
- Fig 4.31 Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge et compensation de l'énergie réactive (2eme approche)

- Fig 4.32 Puissances instantanées active et réactive après compensation et avec une variation de la charge à l' instant $t=0.1s$ (2eme approche)
- Fig 5.1 Schéma fonctionnel du filtre LCL
- Fig 5.2 Diagramme de gain du filtre LCL
- Fig 5.3 Amortissement passif avec R_d en série avec C_f
- Fig 5.4 Schéma fonctionnel du filtre LCL avec amortissement passif série
- Fig 5.5 Diagramme de bode du filtre LCL avec amortissement passif série
- Fig 5.6 Schéma fonctionnel du filtre LCL avec *capacitor current feedback*
- Fig 5.7 *Pole/Zero Map* du filtre LCL avec *capacitor current feedback*
- Fig 5.8 Diagramme de bode du filtre LCL avec *capacitor current feedback*
- Fig 5.9 Schéma de régulation de courant injecté avec amortissement actif basé sur CCF
- Fig 5.10 Diagramme de BODE du transfert entrée I_{ref} sortie I_f (avec AA basé sur CCF)
- Fig 5.11 Résultats de simulation pour la phase 1 (avec AA basé sur CCF)
- Fig 5.12 Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques (avec AA basé sur CCF)
- Fig 5.13 Résultats de simulation pour la phase 1 (cas d'une variation paramétrique de 30% avec AA basé sur CCF)
- Fig 5.14 Spectre fréquentiel du courant de source (cas d'une variation paramétrique de 30% avec AA basé sur CCF)
- Fig 5.15 Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s (avec AA basé sur CCF)
- Fig 5.16 Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge (avec AA basé sur CCF)

Liste des Tableaux

- Table 1.1 Limite de distorsion en tension
- Table 1.2 Limites de distorsion de courant pour les systèmes de distribution (120 V à 69 kV)
- Table 1.3 Caractéristiques des filtres actifs et passifs
- Table 2.1 Les états de commutation de l'onduleur
- Table 4.1 Les valeurs des paramètres de simulation
- Table 4.2 Les paramètres du régulateur synthétisé par l'approche Oustaloup
- Table 4.3 Le gain et le déphasage entre I_{ref} et I_{inj}
- Table 4.4 Les paramètres du régulateur synthétisé par l'approche proposée
- Table 4.5 Le gain et le déphasage entre I_{ref} et I_{inj} (Approche proposée)
- Table 5.1 Les paramètres du régulateur synthétisé par l'approche . proposée (avec AA basé sur CCF)
- Table 5.2 Le gain et le déphasage entre I_{ref} et I_{inj} (avec AA basé sur CCF)

Liste des Abréviations

THD	Total Harmonic Distortion
FP	Facteur de Puissance
PCC	Point de Couplage Commun
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
FAP	Filtre Actif Parallèle
FAS	Filtre Actif Série
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
MLI	Pulse Width Modulation
PR	Proportionnel résonnant
CRONE	Commande Robuste d'Ordre Non Entier
FEM	Force Electromotrice
BF	Boucle Fermée
BO	Boucle Ouverte
APS	Amortissement Passif Série
FPB	Filtre Pass Bas
AA	Amortissement actif
CCF	Capacitor Current Feedback

Liste des Symboles

I	Courant total
h	Rang de l'harmonique
V_h	Valeur efficace de la tension harmonique de rang h
I_h	Valeur efficace du Courant harmonique
S_h	Taux harmonique de rang h
C_1	La composante fondamentale du courant/tension
φ_h	Déphasage entre la tension et le courant de l'harmonique de rang h
P	Puissance active
Q	Puissance réactive
S	Puissance apparente
D	Puissance déformante
I_L	Demande maximale du courant de charge
I_{sc}	Courant de court-circuit maximal
I_{inj}	Courant injecté par le FAP
I_{ref}	Courant de référence
I_s	Courant de source
I_c	Courant coté charge
C_1, C_2, C_3	Signaux de commande des interrupteurs
C_{dc}	Condensateur du bus continue
V_f	Tension de sortie du filtre
V_{dc}	Tension du bus continue
ε	Taux d'ondulation admissible
W_h	La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser
I_f	Courant du filtre actif

L_{f1}, L_{f2}	Inductances du filtre de sortie
R_{f1}, R_{f2}	Résistances internes du filtre de sortie
C_f	Condensateur du filtre de sortie
V_s	Tension du réseau
L_s, R_s	Inductance et résistance du réseau
R_c, L_c	Impédance de ligne
V_p	L'amplitude de la porteuse triangulaire
m'	Ordre non entier compris entre 0 et 1
ω_0	Pulsation de coupure
ω_u	La pulsation au gain unité
β_0	Gain statique en boucle ouverte
F_0	Gain statique en boucle fermée
n'	L'ordre de la commande
f_e	Fréquence d'échantillonnage
ω_b, ω_h	Pulsations correspondant aux troncatures basse et haute
N	L'ordre entier
ω'_i, ω_i	Les pulsations transitionnelles
φ_m	Marge de phase
ω_A, ω_B	L'intervalle fréquentiel qui assure une marge de phase constante
ξ	Facteur d'amortissement
f_{res}	Fréquence de résonance
Q	Facteur de qualité
R_d	Résistance d'amortissement passif
K_c	Gain d'amortissement actif
f_{BP}	Fréquence de coupure en BF
$f_{commutation}$	Fréquence de commutation

Introduction Générale

Le changement de la nature de la production de l'énergie qui utilisait majoritairement des ressources fossiles et qui devient de plus en plus propre avec des sources renouvelables variées comme les éoliennes et les panneaux photovoltaïques se traduit par un changement qui implique une utilisation accrue des procédés et dispositifs à base d'électronique de puissance modernes pour essentiellement la conversion de puissance.

Ces dispositifs sont aussi utilisés dans diverses applications, offrant aux clients un confort, une flexibilité, souplesse d'utilisation et une augmentation de la fiabilité. Parmi ces applications on trouve, la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, la compensation des harmoniques, etc.

Cependant, Ces convertisseurs se comportent comme des charges non linéaires qui absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation ce qui entraînent une dégradation significative de la qualité de l'énergie et provoque de plus en plus des problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques.

Les problèmes majeurs rencontrés sont, la présence de puissance réactive et la génération des courants et des tensions harmoniques, qui en circulant dans les réseaux électriques peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voir même engendrer leur destruction.

En outre, ces perturbations peuvent générer des nuisances, pannes ou des dégâts par l'affectation d'un ou plusieurs paramètres de la tension du réseau électrique suivants la fréquence, l'amplitude, la symétrie des tensions triphasées et la forme de l'onde.

Afin d'améliorer l'efficacité énergétique et de parfaire la qualité de puissance, plusieurs solutions existent comme la réduction de l'impédance de court-circuit, la modification des convertisseurs statiques polluants et l'insertion des dispositifs de filtrage.

L'utilisation de dispositifs de filtrage tels que les filtres passifs, peut empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques et peut également compenser la puissance réactive.

Toutefois, le filtrage passif pose certains problèmes tels que, manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance de la charge, résonance possible avec l'impédance du réseau et dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau.

Ainsi, cette solution présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans des circonstances particulières.

Pour garantir les normes de qualité, le filtrage actif est considéré comme la solution la plus efficace qui consiste à injecter un courant adapté sur le réseau pour la dépollution du réseau des harmoniques. Cette méthode a prouvé son efficacité comme une alternative aux solutions traditionnelles basées sur les filtres passifs, en raison notamment de la bande passante et la flexibilité.

En outre, le filtrage actif parallèle représente un outil puissant pour un conditionnement polyvalent car il est en mesure de compenser aussi la puissance réactive et le déséquilibre de la charge.

D'autre part, il est important de noter que les performances d'un filtre actif sont étroitement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les courants harmoniques de référence ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références.

Le présent travail traite la dépollution harmonique par un filtre actif parallèle à trois fils, et plus précisément le filtre à trois fils à base d'un onduleur de tension à trois bras, connecté à un réseau électrique à trois fils. Ce travail a pour objectif la mise en œuvre et la contribution à la commande de ce type de structure afin de réaliser l'objectif de compensation de tous les harmoniques indésirables.

La présentation de ce manuscrit est étalée sur cinq chapitres :

Le **premier chapitre**, est consacré à la description des différentes perturbations induites sur les réseaux électriques, leurs origines et leurs conséquences, ainsi que les normes imposées sur ces perturbations. Nous allons nous focaliser sur la présence des harmoniques, compte tenu de sa gravité. Ensuite nous présenterons les différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique existantes.

Le **second chapitre**, porte sur l'étude de la topologie de filtre actif parallèle à trois bras à structure tension et qui a été divisé en deux parties : la partie puissance et la partie commande, dans la partie puissance, nous allons introduire les trois principaux blocs de cette structure, à savoir l'onduleur de tension à trois bras, le circuit de stockage d'énergie et le filtre de sortie. Dans la partie commande, nous aborderons l'identification des courants perturbés, la régulation de la tension continue, la commande de l'onduleur de tension et la régulation du courant injecté.

Le **troisième chapitre**, sera consacré au développement théorique de la commande CRONE.

Dans le **quatrième chapitre**, nous passerons à la simulation et l'analyse des résultats obtenues, en utilisant la commande CRONE pour la régulation du courant injecté par le filtre actif parallèle. Les travaux de simulation ont été élaborés en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink et l'outil (toolbox) SimPowerSystem dédié à l'étude des applications électrique de puissance.

Dans Le **cinquième chapitre**, nous allons introduire les différentes méthodes d'amortissement actif et passif utilisés, afin d'éviter l'instabilité du filtre LCL et réduire

son pic de résonance. Nous baserons notre étude sur la méthode d'amortissement actif “ *capacitor current feedback*”.

Enfin, le travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

Les travaux présentés dans ce mémoire est le fruit d'une collaboration entre l'Ecole Nationale Polytechnique sous la direction de Monsieur D.Boukhetala et le Laboratoire QUARTZ de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications de Cergy (France), ou nous avons effectué un stage d'un mois, sous la direction conjointe de Monsieur J.P. Barbot et Monsieur M.A. Alali.

Chapitre 1

Perturbations dans les Réseaux Electriques et les Solutions de Dépollution

1.1 Introduction

Le réseau électrique doit fournir aux clients une énergie électrique de bonne qualité sous forme de trois tensions sinusoïdales constituant un système triphasé équilibré. Cependant, nous remarquons une utilisation croissante des composants de l'électronique de puissance dans les équipements industriels et domestiques. Ces composants se comportent comme des charges non linéaires, ils absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation et génèrent des courants harmoniques. Lorsque ces courants traversent les impédances du réseau électrique, ils donnent naissance à des tensions non sinusoïdales qui se rajoutent à la tension initiale. En effet, ces convertisseurs statiques ont contribué à la détérioration de la qualité de l'énergie électrique.

Afin d'éviter le dysfonctionnement des appareils électriques au niveau des utilisateurs et la destruction des composants au niveau du réseau électrique, il est important d'éliminer la pollution harmonique qui est devenu l'une des préoccupations principales des spécialistes dans le domaine du génie électrique.

Dans ce chapitre, nous présenterons les charges linéaires et non linéaires, les différents types de perturbations et plus particulièrement les perturbations harmoniques. Enfin, nous donnerons les solutions de dépollution traditionnelles et modernes.

1.2 Types de charges dans le réseau électrique

- a) Charge linéaire : est un récepteur dont le courant qui le traverse, a la même allure que la tension qui l'alimente. En d'autres termes, si le récepteur est alimenté par une tension sinusoïdale alors le courant qu'il absorbe est sinusoïdal, au déphasage près. Ce type de récepteur ne génère pas d'harmonique [1].

Par exemple : Résistances, inductance, condensateur.

- b) Charge non linéaire : est un récepteur dont le courant qui le traverse, n'a pas la même allure que la tension qui l'alimente. En d'autres termes, si le récepteur est

alimenté par une tension sinusoïdale alors le courant est périodique mais non sinusoïdale. Ce type de récepteur génère des harmoniques [1].

Par exemple : les convertisseurs statiques.

Nous les trouvons dans beaucoup d'équipements industriels et domestiques, nous citons :

- La régulation de vitesse des moteurs à courant continu et alternatif.
- La régulation de système de chauffage électrique et les variateurs de vitesse des moteurs universels.
- Le raccord des panneaux solaires au réseau électrique.
- La production d'énergie.
- Les charges domestiques monophasées (téléviseur, climatisation, ordinateur, téléphone, éclairage).
- Les générateurs d'ultrasons ou d'électricité utilisés dans le domaine médical.

1.3 Types de perturbations électriques

L'objectif principal des réseaux électriques est de fournir une énergie électrique sous forme de tension sinusoïdale (courant sinusoïdale) avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies.

De nos jours, le réseau électrique est soumis à de nombreuses perturbations, qui affectent la qualité d'énergie délivré. Les effets de ces perturbations peuvent être très néfastes sur les équipements électriques. Parmi ces perturbations nous trouvons :

1.3.1 Creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de l'amplitude de 10% à 90% de la tension nominale, et ce pendant une durée allant de 10 millisecondes à plusieurs secondes. Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation des réseaux électriques. Ils apparaissent également lors de la mise sous tension de gros transformateurs, enclenchement des condensateurs, simple démarrage de gros moteurs.

Ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements [2].

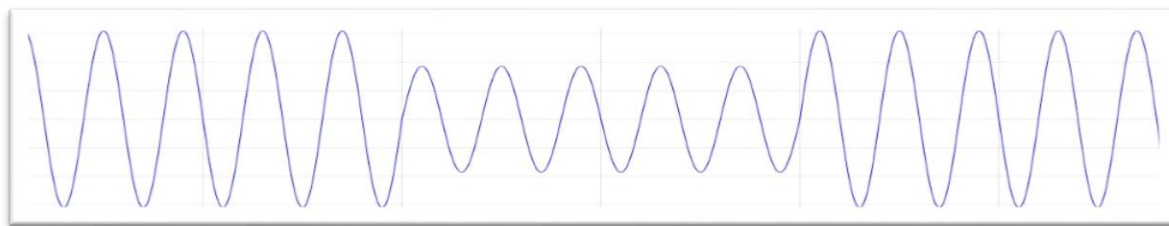


Fig 1.1 : Creux de tension

1.3.2 Déséquilibre du système triphasé de tension

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres, nous parlerons de déséquilibre du système triphasé. Un réseau électrique triphasé équilibré alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau.

Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés [4].

1.3.3 Perturbations harmoniques

Selon la norme IEEE 519, un harmonique est une composante sinusoïdale qui résulte de la décomposition en série de Fourier d'une onde périodique. En d'autres termes c'est une quantité ayant une fréquence qui est un multiple entier de la fréquence fondamentale [5].

1.3.3.1 Origine

Les charges non linéaires modifient la nature sinusoïdale du courant alternatif (et par conséquent la tension alternative), entraînant ainsi la naissance des courants harmoniques qui peuvent provoquer des problèmes dans les circuits de communication et dans d'autres types d'équipements [5].

Parmi ces charges non linéaires, nous trouvons [2]-[6] :

- Les convertisseurs statiques : Les redresseurs monophasés et triphasés, les gradateurs, les systèmes d'éclairage et de chauffage, les systèmes de conduite des réseaux et les variateurs de vitesse électroniques constitués principalement d'un convertisseur statique et d'une partie électronique.
- L'éclairage : Par lampes à décharge et tubes fluorescents génèrent des courants harmoniques.
- Les inductances saturées.
- Les machines tournantes.

- Les appareils électrodomestiques.

1.3.3.2 Conséquences

Les tensions et les courants harmoniques ont de nombreux effets indésirables et néfastes sur les installations et les équipements électriques.

Parmi ces effets, nous trouvons [2]-[4]-[7] :

- L'échauffement : Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques.

$$I^2 R = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 R \quad (1.1)$$

I : Le courant total.

I_h : Le courant harmonique de rang h ($h=1$ représente le fondamental).

R : La résistance traversée par le courant I .

- L'interférence avec les réseaux de télécommunication : Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable.
- Le dysfonctionnement ou l'arrêt de récepteurs prioritaires tels que les ordinateurs, l'éclairage et systèmes de sécurité peuvent mettre en cause la sécurité des personnes (hôpitaux, balisage des aéroports, locaux recevant du public, immeubles de grande hauteur).
- La surcharge de l'installation, d'où son vieillissement prématuré avec le risque accru de panne qui conduit à un surdimensionnement des équipements de distribution.
- La réduction du rendement énergétique de l'installation, ce qui alourdit la facture énergétique.

1.3.3.3 Grandeurs caractéristiques des harmoniques (en monophasé)

- Rang de l'harmonique : C'est le rapport de sa fréquence f_h à celle du fondamental f_1 (généralement la fréquence industrielle est 50 Hz ou 60 Hz) :

$$h = \frac{f_h}{f_1} \quad (1.2)$$

- Le taux harmonique de rang h : est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative (tension ou courant)

$$S_h = \frac{C_h}{C_1} \quad (1.3)$$

C_h : La composante harmonique de rang h (C_h représente une tension V_h ou un courant I_h).

C_1 : La composante fondamentale (C_1 représente une tension V_1 ou un courant I_1).

V_h Et I_h sont respectivement les valeurs efficaces du Courant harmonique et de la tension harmonique de rang h .

- Le taux global de distorsion harmonique THD :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2} \frac{C_h^2}{C_1^2}} \quad (1.4)$$

- Puissance active P : C'est la somme des puissances actives dues aux tensions et courants de même rang

$$P = \sum_{h=1} V_h I_h \cos \varphi_h \quad (1.5)$$

φ_h : est le déphasage entre la tension et le courant de l'harmonique de rang h .

En l'absence d'harmoniques, nous retrouvons bien l'expression :

$$P = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (1.6)$$

- Puissance réactive Q : n'est défini que pour le fondamental.

$$Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (1.7)$$

- Puissance apparente S :

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.8)$$

En présence d'harmoniques, la relation devient :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (1.9)$$

$$S^2 = \left(\sum_{h=0} V_h^2 \right) \left(\sum_{h=0} I_h^2 \right) \quad (1.10)$$

Nous définissons alors la puissance déformante D tel que :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 + Q^2} \quad (1.11)$$

- Facteur de puissance FP :

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

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1.12)$$

Quand la tension (ou le courant) est sinusoïdale ou pratiquement sinusoïdale, le facteur de puissance FP est défini par la formule :

$$FP = \cos \varphi_1 \quad (1.13)$$

En présence des harmoniques, la puissance déformante D apparait comme le montre le diagramme de Fresnel. FP devient :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (1.14)$$

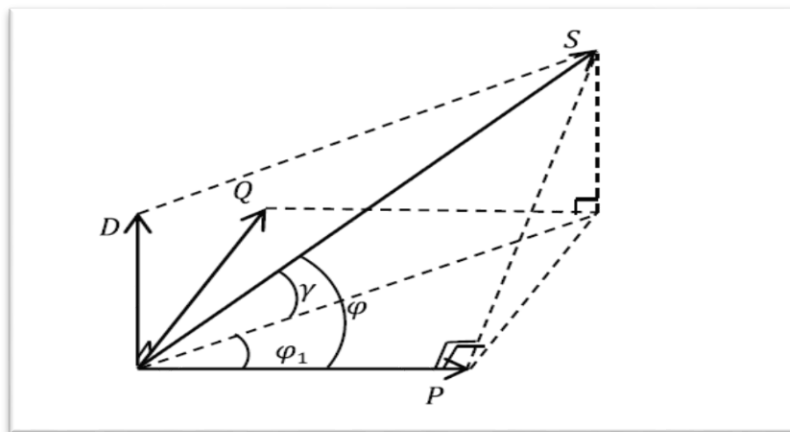


Fig 1.2 : Diagramme de Fresnel

1.3.3.4 Norme IEEE 519 imposée sur le THD

La norme IEEE 519-2014, établie les limites pour les tensions d'harmoniques et les courants d'harmoniques. Comme les tensions harmoniques sont générées par le passage de courants d'harmoniques à travers les impédances de réseau de distribution, en contrôlant les courants ou les impédances du système dans l'installation industrielle, nous pouvons contrôler les tensions d'harmoniques sur les réseaux de distribution. [2]

Les deux tableaux 1.1 et 1.2 montrent les limites de courant et de tension relatifs à la norme IEEE 519-2014 [5] :

Table 1.1 : Limite de distorsion en tension [5].

Tension au PCC (point de couplage commun)	Harmoniques individuels [%]	THD [%]
$V \leq 1kV$	5.0	8.0
$1kV < V \leq 69.0kV$	3.0	5.0
$69kV < V \leq 161kV$	1.5	2.5
$161kV < V$	1.0	1.5

Table 1.2 : Limites de distorsion de courant pour les systèmes de distribution (120 V à 69 kV) [5].

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de I_L						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impaires) ^A						
$\frac{I_{sc}}{I_L}$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD [%]
$\frac{I_{sc}}{I_L} < 20$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < \frac{I_{sc}}{I_L} < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < \frac{I_{sc}}{I_L} < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < \frac{I_{sc}}{I_L} < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$\frac{I_{sc}}{I_L} > 1000$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

^A : Les harmoniques paires sont limitées à 25 % des limites des harmoniques impaires définies ci-dessus

I_L : Demande maximale du courant de charge.

I_{sc} : Courant de court-circuit maximal.

1.4 Solutions de dépollution harmoniques

Face à ces problèmes répandus des harmoniques et leurs conséquences techniques et économiques, les solutions efficaces pour limiter les émissions harmoniques et/ou pour dépolluer le réseau sont très recherchées à tous les niveaux de puissances pour les récepteurs et à tous les niveaux de l'installation. Deux groupes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne existent [8] :

1.4.1 Solutions traditionnelles

Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Nous citons :

1.4.1.1 Utilisation d'une inductance (selfs) série

Cette solution est utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, elle consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. La self a cependant une efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux [2].

1.4.1.2 Agir sur la structure de l'installation

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles [9].

1.4.1.3 Utilisation de transformateurs à couplage approprié

Cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples. Il s'agit d'une solution centralisée pour un ensemble de charges monophasées. Elle n'a cependant aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques ($h=5, h=7, \dots$) [8]-[10].

1.4.1.4 Filtrage passif

Le filtrage passif constitue aussi une solution de dépollution et d'amélioration du facteur de puissance sur les réseaux électriques. Le principe est de « piéger » les courants harmoniques dans des éléments passifs (R, L, C) connectés, en dérivation au réseau, formant des impédances dont la fréquence de résonance est accordée à celle de l'harmonique de courant que nous voulons atténuer ou éliminer. Ainsi, plusieurs filtres passifs connectés en parallèle peuvent être nécessaires pour filtrer plusieurs composantes. Les rangs 5, 7 et 11 sont les plus couramment filtrés.

Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure 1.3 et 1.4 [8]-[11].

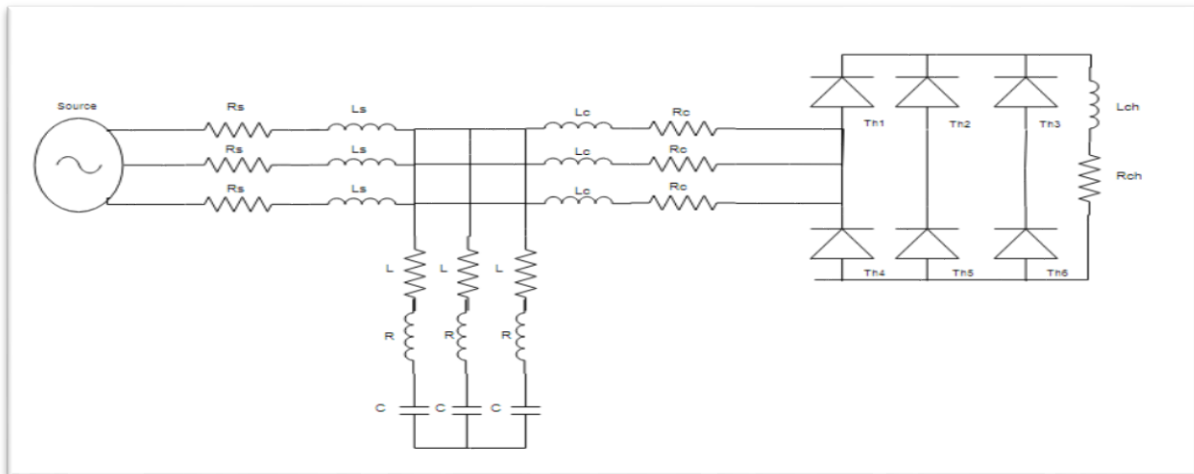


Fig 1.3 : Filtre passif résonant

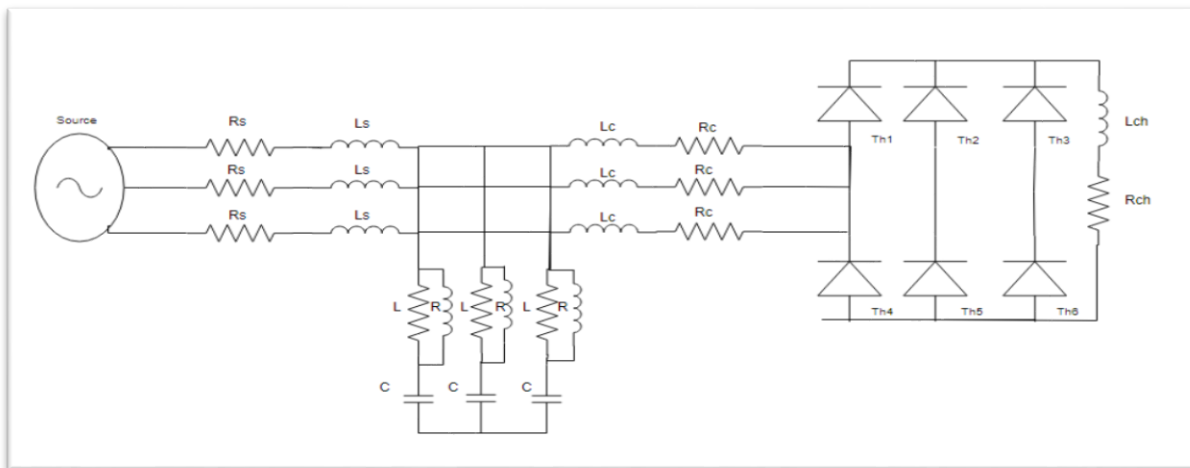


Fig 1.4 : Filtre passif amorti

La conception du filtre passif nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Malgré l'efficacité, le pouvoir de corriger le facteur de puissance, la simplicité et le coût, cette configuration de filtres passifs pose tout de même certains problèmes [6]-[12] :

- Lorsque les harmoniques de la charge sont très variables faisant apparaître des fréquences non prévues lors du dimensionnement du filtre, on risque d'avoir une résonance entre le condensateur et l'inductance de ligne.
- La forte dépendance de l'impédance et de la fréquence du réseau.
- Le filtrage passif est peu flexible et en cas de modifications dans le réseau, il peut avoir du mal à s'adapter aux nouveaux besoins du filtrage.

- Insuffisante habilité à couvrir une large bande de fréquence qui nécessite l'installation de plusieurs filtres.
- Équipements volumineux.

Pour toutes ces limitations une attention particulière a été portée aux solutions basées sur l'électronique de puissance.

1.4.2 Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, apparition des résonances, ...). La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT [13-15]. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Nous citerons quatre topologies possibles de filtres actifs :

- Le filtre actif parallèle (FAP)
- Le filtre actif série (FAS)
- La combinaison parallèle-série actifs
- Le filtre hybride
-

1.4.2.1 Filtre actif parallèle

Il est appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution comme le montre la figure 1.5. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension, filtre de sortie et un élément de stockage d'énergie. Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques I_{inj} égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau I_s soit sinusoïdale et en phase avec la tension simple correspondante. Il est conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion en courant et en tension [16]-[17].

Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et une bonne performance.

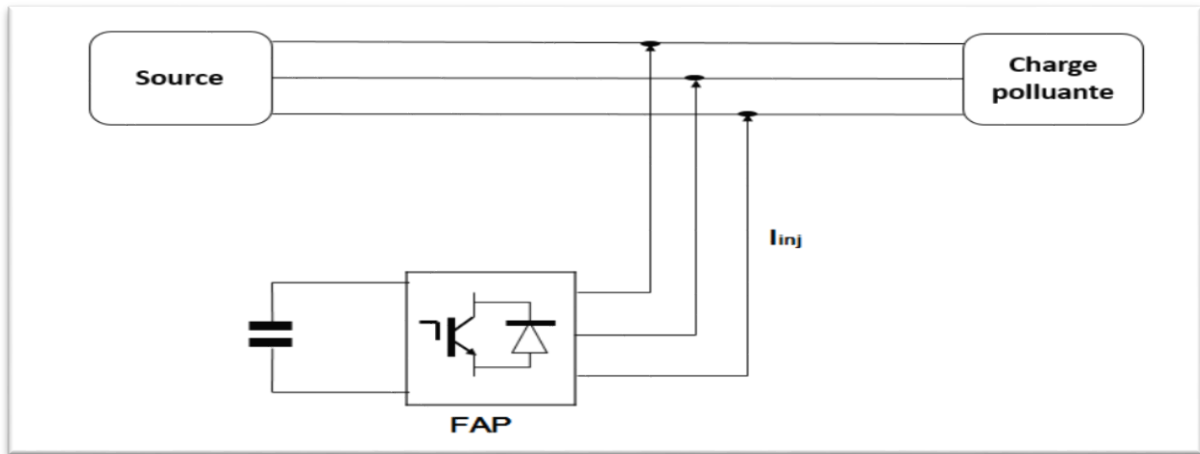


Fig 1.5 : Filtre actif parallèle

1.4.2.2 Filtre actif série

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau comme le montre la figure 1.6. Il se comporte comme une source de tension qui génère des tensions harmoniques dont la somme avec la tension du réseau est une onde sinusoïdale [19]-[20]. Il est destiné à protéger les installations qui sont sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibrés) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre, elle ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [9].

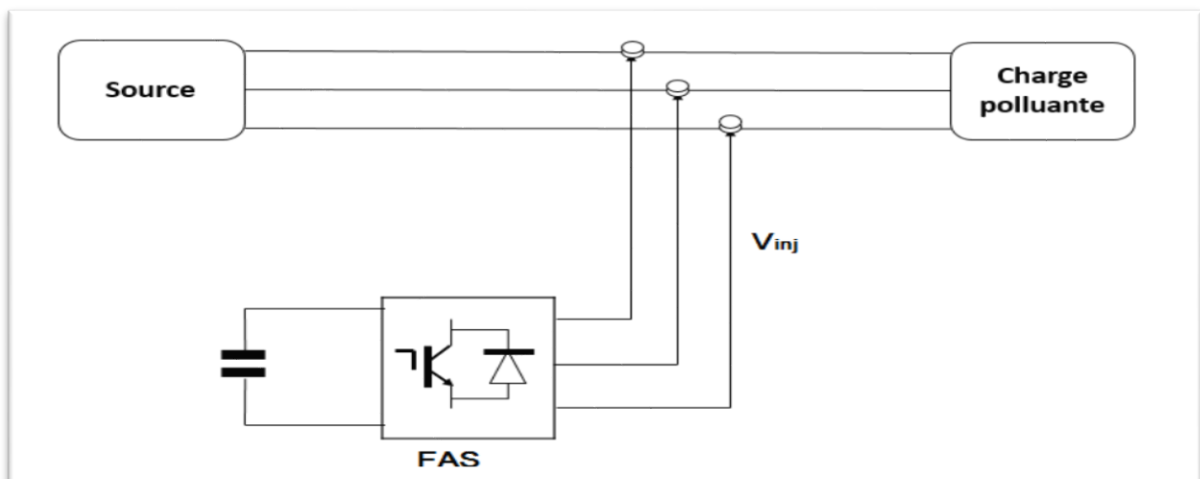


Fig 1.6 : Filtre actif série

1.4.2.3 Combinaison parallèle série actif

La figure 1.7 illustre l'association de deux filtres actifs parallèle et série, également appelée « *Unified Power Quality Conditioner* » (UPQC). Cette structure bénéficie des

avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale [18].

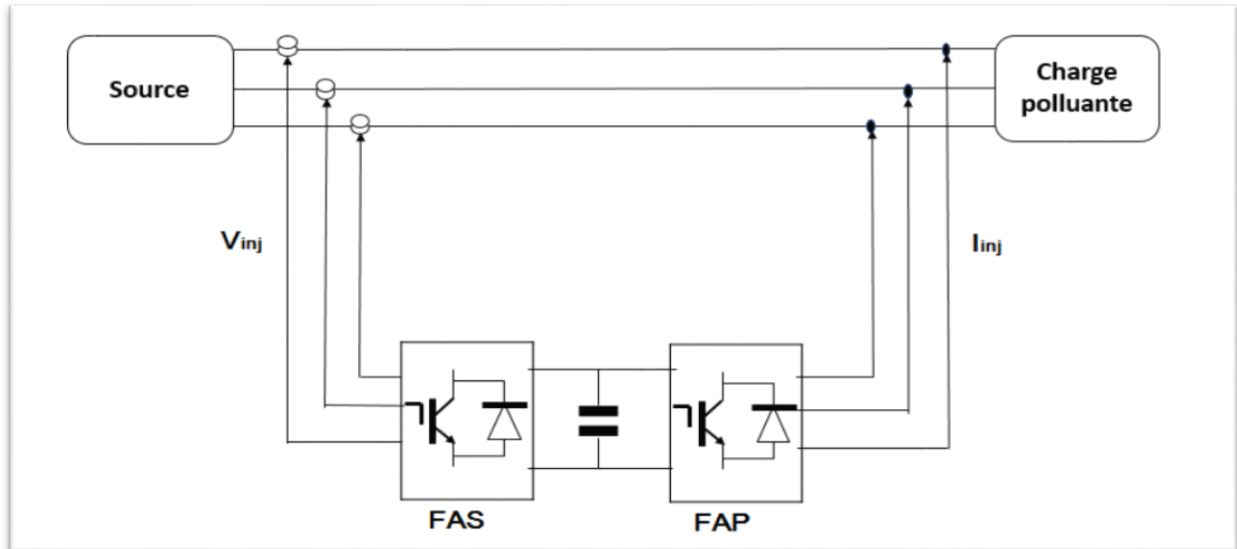


Fig 1.7 : Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

1.4.2.4 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. Le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques, par contre les filtres actifs maintiennent les performances de filtrage en fonction de la charge et de son évolution. Une telle combinaison avec le filtre passif rend possible de réduire considérablement le coût du filtre actif qui est actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de ce dernier [16].

Ces dernières années, de nombreuses topologies de filtres hybrides associées à différentes stratégies de commandes ont été présentées dans la littérature scientifique [14]-[21]-[22].

1.4.3 Comparaison entre les filtres passifs et les filtres actifs

Le tableau suivant donne une comparaison entre les filtres actifs et les filtres passifs selon plusieurs critères [2].

Table 1.3 : Caractéristiques des filtres actifs et passifs

Critère de comparaison	Filtre Passif	Filtre Actif
Action sur les courants harmoniques	Nécessite un filtre pour chaque fréquence. Risque de résonance.	Agit simultanément sur plusieurs fréquences. Amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente.
Influence de la variation de fréquence.	Efficacité réduite.	Aucune conséquence.
Influence de la modification de L'impédance.	Risque de résonance.	Aucune conséquence.
Augmentation de La charge.	Nécessite des modifications sur le filtre dans certains cas.	Aucun problème.
Modification de la fréquence fondamentale.	Modification impossible.	Possible, grâce à la Reconfiguration
Encombrement	Important.	Faible.
Poids	Important.	Faible.
Performance.	Pauvre.	Bonne.
Coût.	Réduit.	Elevé.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations pouvant affecter la tension du réseau électrique. Ces perturbations sont les harmoniques, les déséquilibres de courant et de tension et les creux de tension. Ces perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques pouvant aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements. L'accent a été mis sur les harmoniques qui sont l'objet de ce travail, en particulier leurs origines, leurs conséquences, leurs effets ainsi que les normes internationales fixant les limites à ne pas dépasser.

Pour pallier à ce phénomène, plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées.

Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème, les technologies mises en œuvre, telles que les filtres passifs sont souvent pénalisants en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes.

Afin de contourner les problèmes que posent les filtres passifs de nouvelles techniques de filtrage actif sont introduite ces dernières années, à savoir les filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actif-passif.

Ces topologies ont pour but de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la structure et les stratégies de commande du filtre actif parallèle. L'utilisation de cette structure comme solution pour améliorer la qualité d'énergie a été proposée par le laboratoire d'accueil QUARTZ.

Chapitre 2

Etude de la Structure et les Stratégies de Commande du Filtre Actif Parallèle

2.1 Introduction

Au premier chapitre, nous avons présenté les différentes perturbations susceptibles de nuire au bon fonctionnement des systèmes électriques, en particulier les harmoniques, ainsi que les solutions appropriées pour la dépollution.

Dans ce chapitre nous entamerons l'étude d'un cas particulier de ces solutions qui est le filtre actif parallèle à trois fils basés sur un onduleur de tension à trois bras.

Dans ce chapitre, nous étudierons la structure générale du filtre actif parallèle qui a été divisé en deux : la partie puissance et la partie commande. Dans la partie puissance, nous présenterons la structure de l'onduleur de tension, nous ferons également le point sur quelques aspects liés au dimensionnement des circuits de stockage et le filtre de sortie. Dans la partie commande, nous aborderons les quatre principaux blocs, soit l'identification des courants perturbés, la régulation de la tension continue, la régulation du courant du filtre actif parallèle et la commande de l'onduleur (hystérésis et MLI).

2.2 Structure générale d'un filtre actif parallèle

2.2.1 Topologie générale

Un filtre actif parallèle est constitué de plusieurs parties. La figure 2.1 présente le schéma global de ce filtre connecté en parallèle avec le réseau électrique alimentant une charge triphasée non linéaire. Les deux grandes parties de ce filtre sont la partie puissance et la partie commande [6].

La partie puissance est constituée :

- D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, etc.) avec des diodes en antiparallèle.
- D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif.
- D'un filtre de sortie.

La partie commande est constituée de :

- La méthode d'identification des courants perturbés.

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

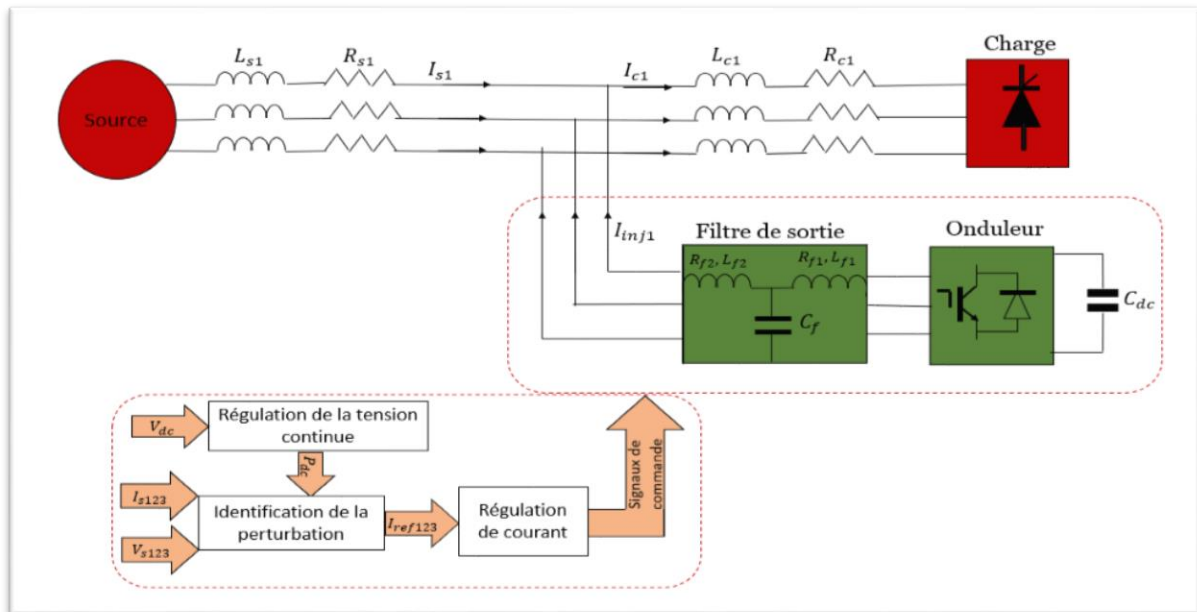


Fig 2.1 : Structure générale du filtre actif parallèle

2.2.2 Étude de la partie puissance

2.2.2.1 Onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue - alternative. Plusieurs topologies d'onduleur existent, dans notre étude nous allons utiliser un onduleur de tension comprenant trois bras constitués de six interrupteurs réversibles en courant (IGBT) en antiparallèle avec une diode. Comme l'illustre la figure 2.2 :

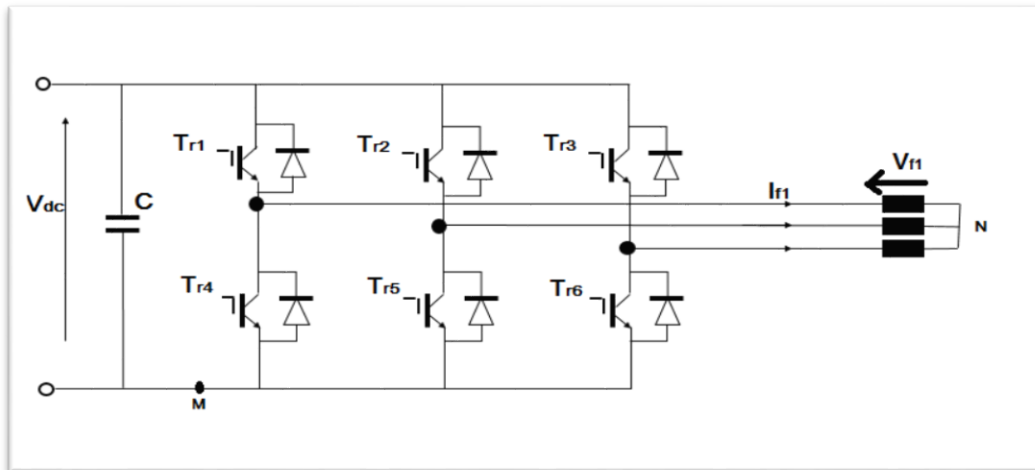


Fig 2.2 : Onduleur de tension triphasé

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure 2.2 dépendent de l'état des signaux de commande (C_1, C_2, C_3), comme défini ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \begin{cases} 1 & T_{r1} \text{ fermé et } T_{r4} \text{ ouvert} \\ 0 & T_{r1} \text{ ouvert et } T_{r4} \text{ fermé} \end{cases} \\
 C_2 &= \begin{cases} 1 & T_{r2} \text{ fermé et } T_{r5} \text{ ouvert} \\ 0 & T_{r2} \text{ ouvert et } T_{r5} \text{ fermé} \end{cases} \\
 C_3 &= \begin{cases} 1 & T_{r3} \text{ fermé et } T_{r6} \text{ ouvert} \\ 0 & T_{r3} \text{ ouvert et } T_{r6} \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Les états de commutation pour ce type d'onduleur sont présentés dans la table 2.1. Il existe huit (2^3) cas possibles de tension de sortie du filtre actif V_f (par rapport au neutre n de la source) [23].

Table 2.1 : Les états de commutation de l'onduleur.

N° du cas	C ₃	C ₂	C ₁	V _{f1}	V _{f2}	V _{f3}
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

2.2.2.2 Système de stockage de l'énergie

Le condensateur C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V_{dc} est maintenue à une valeur quasi-constante grâce à la régulation. Dans les applications de compensation d'harmoniques, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif, par ailleurs, le critère commun pour le choix de la capacité C_{dc} est en générale la limitation des ondulations de la tension continue causées par les courants engendrés par le filtre actif et qui peuvent détériorer les performances du ce dernier. Ces ondulations sont d'autant plus élevées que les harmoniques à compenser sont de basses fréquences et d'amplitudes importante. Pour cette raison, on peut estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage [24]. Différentes approches de détermination de la capacité du bus continue sont proposés dans [4]-[25]-[26].

Une de ces méthodes est basée sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible. La capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [4] :

$$C_{dc} = \frac{I_h}{V_{dc} * \omega_h * \varepsilon} \quad (2.2)$$

ε : Taux d'ondulation admissible généralement de l'ordre de 5% de V_{dc} .

ω_h : La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

2.2.2.3 Filtre de sortie

Étant donné que la sortie du convertisseur de tension dans le FAP contient non seulement la tension fondamentale et harmonique attendue, mais également une tension non souhaitée issue de la fréquence de commutation, un filtre d'interface entre l'onduleur et le réseau électrique est nécessaire. Deux types du filtre de sortie peuvent être employés : un filtre de sortie du premier ordre et un filtre de sortie du troisième ordre.

2.2.2.3.1 Filtre du premier ordre

C'est un filtre passif constitué d'une simple inductance avec une résistance interne dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants [27] :

- Assurer la dynamique du courant du filtre défini par :

$$\frac{dI_f}{dt} = \frac{dI_h}{dt} \quad (2.3)$$

Avec I_f est le courant du filtre actif et I_h le courant harmonique de la charge.

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

Une petite valeur de l'inductance du filtre passif assure la dynamique du courant mais permet à la majorité des composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique. Contrairement, une valeur relativement grande de celle-là empêche les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau mais affecte la dynamique du filtre actif et dégradera alors la qualité de compensation [2]. Donc le compromis entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif rend la tâche de dimensionnement du filtre de sortie très difficile.

2.2.2.3.2 Filtre de sortie du troisième ordre

Comme nous l'avons vu précédemment, le choix de la valeur de l'inductance dans un filtre du premier ordre est un compromis. Dans la plupart des cas, la suppression adéquate de l'ondulation du courant due à la fréquence de commutation ne peut pas être obtenue à l'aide d'inducteurs uniquement. Une solution au problème consiste à utiliser une structure de filtre de sortie d'ordre supérieur [27-29].

Un filtre LCL est un filtre passe-bas de troisième ordre souvent appelé filtre en T, se compose de deux inductances (L_{f1} , L_{f2}), de deux résistances internes respectives (R_{f1} , R_{f2}) et d'une capacité C_f .

Le filtre LCL a de bonnes performances dans l'atténuation en hautes fréquences. Une inductance totale plus petite peut être adoptée pour satisfaire l'atténuation requise. Petite inductance également signifie une tension plus petite de bus continue et un coût du système inférieurs [28].

Modèle mathématique du filtre LCL :

Par souci de clarté, un circuit équivalent du système monophasé illustré dans la figure 2.3 sera utilisé.

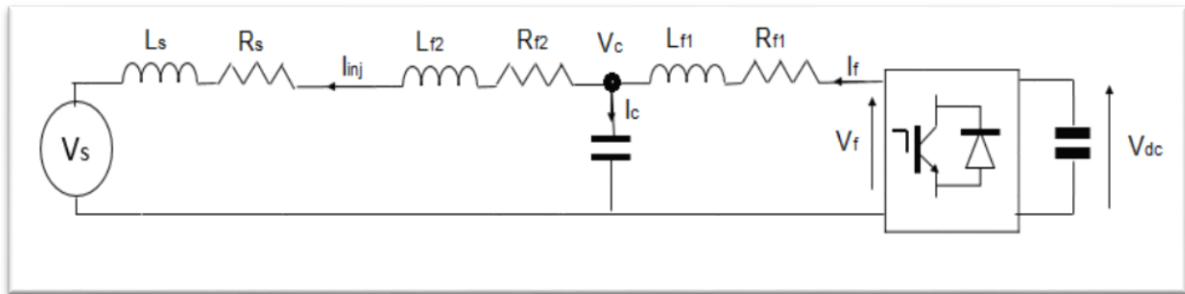


Fig 2.3 : modèle monophasé de filtre de sortie LCL

Les équations différentielles du système peuvent être écrites comme suit [28] :

$$L_{f1} \frac{dI_f}{dt} + R_{f1} * I_f = V_f - V_c \quad (2.4)$$

$$L_{f2} \frac{dI_{inj}}{dt} + R_{f2} * I_{inj} = V_c - V_s \quad (2.5)$$

$$C_f \frac{dV_c}{dt} = I_f - I_{inj} \quad (2.6)$$

Des relations (2.4), (2.5) et (2.6) nous pouvons établir la relation qui modélise le filtre de sortie :

$$I_{inj}(s) = G_1(s) * V_f(s) + G_2(s) * V_s(s) \quad (2.7)$$

Avec V_f la tension de sortie de l'onduleur, $G_1(s)$ la fonction de transfert du filtre de sortie correspondant au système d'origine et $G_2(s)$ la fonction de transfert correspondant au modèle de perturbation. Ces perturbations sont causées par la tension du réseau électrique V_s [4].

$$G1(s) = \frac{b_{11}}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \quad (2.8)$$

$$G2(s) = -\frac{(b_{21}s^2 + b_{21}s + b_{23})}{a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4} \quad (2.9)$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_1 &= (L_s + L_{f2})L_{f1}C_f \\ a_2 &= (L_s + L_{f2})R_{f1}C_f + (R_s + R_{f2})L_{f1}C_f \\ a_3 &= (L_s + L_{f2}) + L_{f1} + (R_s + R_{f2})R_{f1}C_f \\ a_4 &= R_{f1} + R_s + R_{f2} \\ b_{11} &= 1 \\ b_{21} &= L_{f1}C_f \\ b_{22} &= R_{f1}C_f \\ b_{23} &= 1 \end{aligned} \quad (2.10)$$

2.3 Partie commande

2.3.1 Méthodes d'extraction des courants de références

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le principal objectif du filtrage actif est l'élimination des courants harmoniques. Ceci se fait généralement sur deux étapes. La première étape est l'identification des courants harmoniques et la deuxième étape consiste en l'injection des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc important d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante. L'identification sert à générer des références nécessaires à la compensation. Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant quant aux performances obtenues par le filtre actif.

2.3.1.1 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires (Méthode p-q)

La théorie p-q a été introduite pour la première fois par Akagi, Kanazawa et Nabae en 1983 [34]. Elle est basée sur un ensemble de puissances instantanées. Contrairement aux autres méthodes publiées au début des années 60 par Erlicki and Emanuel-Eigeles [30], Sasaki and Machida [31], and Fukao, Iida and Miyairi [32], cette méthode a montré la possibilité de compenser la puissance réactive instantanée sans éléments de stockage d'énergie. Le principe de la méthode p-q est de transformer les valeurs instantanées de la tension et du courant du repère des coordonnées $a - b - c$ au repère des coordonnées $\alpha - \beta - 0$. Puis de représenter le courant (ou la tension) dans ce nouveau repère en fonction des puissances instantanées. Cette théorie considère le

système triphasé comme une unité et non comme une superposition ou la somme de trois circuits monophasés [33].

L'une des applications de cette méthode est l'identification des courants de références nécessaires à la compensation des courants harmoniques.

Nous allons appliquer cette méthode sur un réseau équilibré à trois fils [33].

Notons :

$V_s = \begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix}$: Vecteur des tensions simples instantanées.

$I_s = \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix}$: Vecteur de courants instantanés absorbés par la charge.

En utilisant la transformation de Clarke, les valeurs triphasées instantanées de la tension et du courant vont passer au repère $\alpha - \beta - 0$. Cette transformation nous permet d'écrire :

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

V_0 et I_0 représentent les séquences homopolaires de tension et de courant.

La puissance active instantanée triphasée est donnée par :

$$p_{3\phi} = V_{s1} I_{s1} + V_{s2} I_{s2} + V_{s3} I_{s3} = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta + V_0 I_0 \quad (2.13)$$

Cette méthode définit la puissance homolaire (p_0), réelle (p) et imaginaire (q) instantané. Elles sont données par :

$$\begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_0 & 0 & 0 \\ 0 & V_\alpha & V_\beta \\ 0 & -V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Dans un système triphasé à 3 fils, le courant homopolaire est nul $I_0 = 0$ et la puissance réelle instantanée est égale à la puissance active instantanée ($p_{3\phi} = p$)

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Dans le cas général, les deux puissances réelles et imaginaires comportent des parties continues et des parties alternatives, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec :

\bar{p} : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

\bar{q} : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

\tilde{p} Et \tilde{q} : Puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

En inversant la relation (2.15), nous pouvons calculer les courants dans le repère $\alpha - \beta$ comme le montre l'équation (2.17) :

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Avec : $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$ qui est supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Nous pouvons réécrire la relation (2.17) : en séparant les composantes continues et les composantes alternatives des deux puissances réelle et imaginaire. Ceci conduit à :

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{pmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Le premier terme donne le courant actif, le second le courant réactif et le dernier les courants harmoniques. Nous posons :

$$\begin{pmatrix} I_{\alpha p} \\ I_{\beta p} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

Les courants de référence sont calculés à partir de la transformation inverse :

$$\begin{pmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{aref} \\ I_{\beta ref} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Afin de pouvoir calculer les courants de référence nous devons d'abord trouver les courants perturbateurs. Pour ce faire, les composantes continues des puissances réelle et imaginaire doivent être filtrées en utilisant un filtre passe bas + soustracteur [4]. Le principe de fonctionnement de ce filtre est de laisser passer la composante continue de la puissance active \bar{p} (et réactive \bar{q}). Ensuite un soustracteur est utilisé pour trouver la composante alternative de la puissance active \tilde{p} (et réactive \tilde{q}). Le schéma qui représente ce principe est illustré dans la figure 2.4.

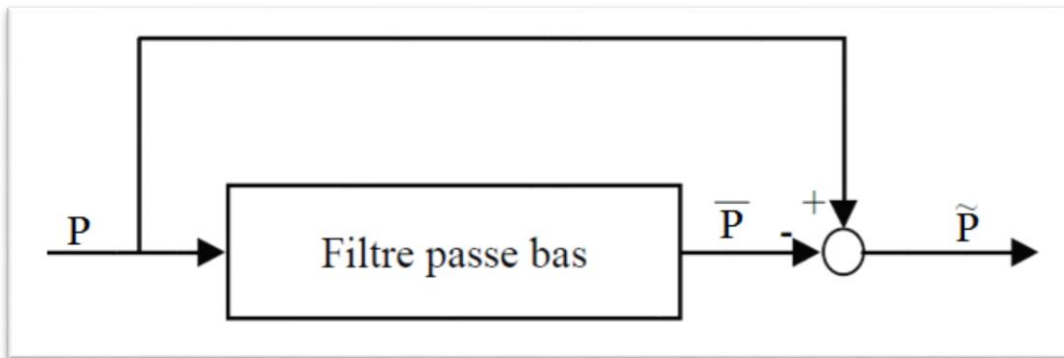


Fig 2.4 : Schéma représentant le principe de séparation des puissances

Le schéma de principe est donné par la figure 2.5 :

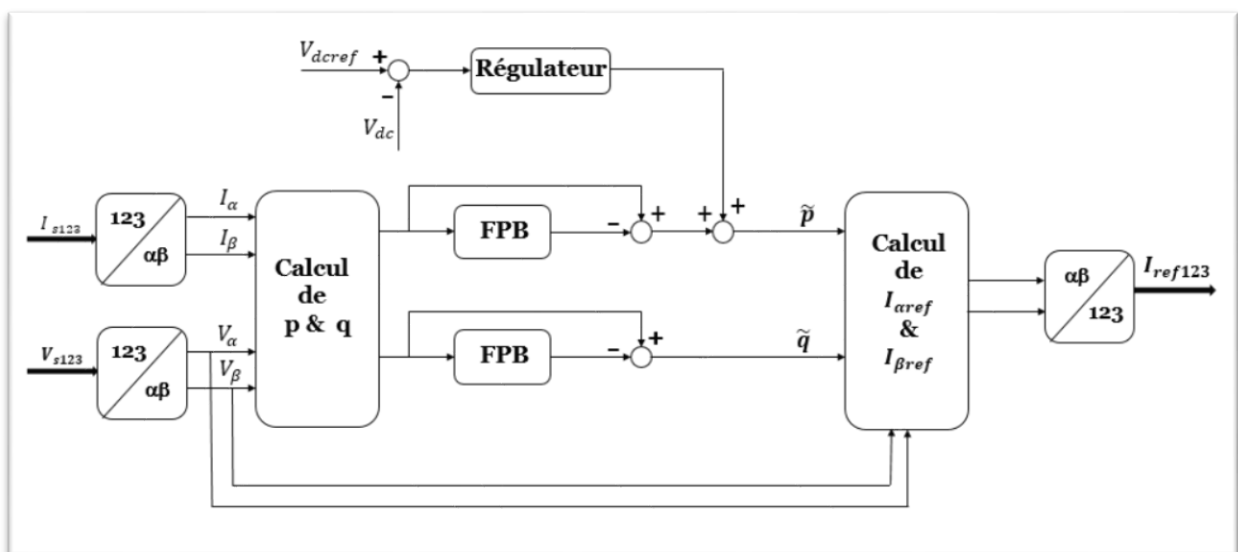


Fig 2.5 : Schéma de principe de l'identification par la méthode des puissances instantanées

2.3.1.2 Méthode des courants instantanés actif et réactif d-q

Notons :

$I_L = \begin{pmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{pmatrix}$: Vecteur des courants instantanés active et réactive absorbés par la charge.

Le principe de cette méthode est de calculer les courants de références I_{ref} à partir des courants instantanés active et réactive absorbés par la charge I_L [35].

De la même manière, nous utilisons la transformation de Clarke pour passer au repère $\alpha - \beta$. Cette transformation nous permet d'écrire les relations (2.12) et (2.13) trouvées précédemment en éliminant les composantes homopolaires :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

Les composantes $d - q$ du courant de la charge sont définies dans un repère tournant à une vitesse arbitraire θ par rapport au repère fixe $\alpha - \beta$ (Figure suivante) où θ représente l'angle que fait le vecteur $\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}$ avec l'axe α .

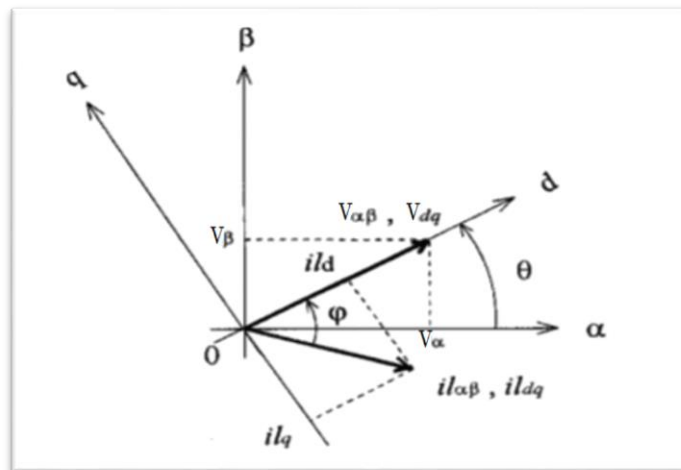


Fig 2.6 : Les vecteurs de tension et de courant dans les repères $\alpha - \beta$ et $d - q$

Avec :

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \quad (2.23)$$

Pour passer au repère $d - q$, nous utilisons la transformation de Park :

$$\begin{pmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

A partir des relations trigonométriques, nous trouvons :

$$\cos(\tan^{-1} \frac{x}{y}) = \frac{y}{\sqrt{x^2+y^2}} \quad (2.25)$$

$$\sin(\tan^{-1} \frac{x}{y}) = \frac{x}{\sqrt{x^2+y^2}} \quad (2.26)$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{V_{\alpha}^2+V_{\beta}^2}} \begin{pmatrix} V_{\alpha} & V_{\beta} \\ -V_{\beta} & V_{\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Dans le cas général, les deux courants active et réactive comportent des parties continues et des parties alternatives, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} I_{Ld} = \overline{I_{Ld}} + \widetilde{I_{Ld}} \\ I_{Lq} = \overline{I_{Lq}} + \widetilde{I_{Lq}} \end{cases} \quad (2.28)$$

Avec :

$\overline{I_{Ld}}$: Courant continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,

$\overline{I_{Lq}}$: Courant continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,

$\widetilde{I_{Ld}}$ Et $\widetilde{I_{Lq}}$: Courants alternatifs liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Ces hypothèses sont vraies si la tension est sinusoïdale équilibré.

Pour éliminer les composantes continues, nous utilisons le même filtre que la méthode $p - q$.

Nous posons :

$$\begin{pmatrix} I_{\alpha ref} \\ I_{\beta ref} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widetilde{I_{Ld}} \\ \widetilde{I_{Lq}} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

Avec $\Delta = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$

Les courants de référence sont calculés à partir de la relation (2.30) :

$$\begin{pmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha ref} \\ I_{\beta ref} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Le schéma de principe est donné par la figure 2.7 :

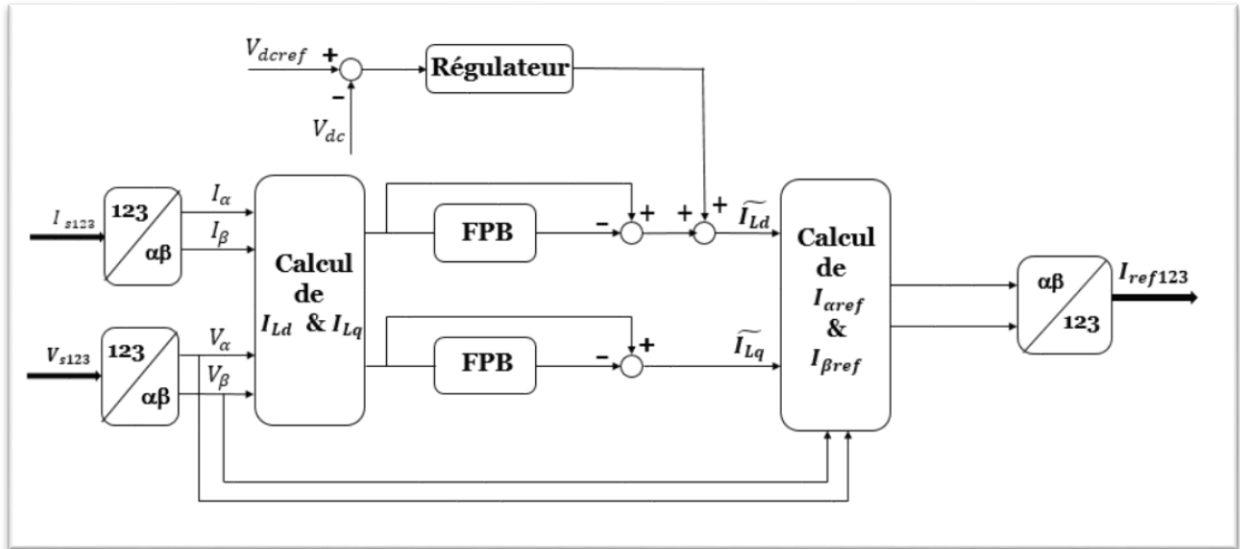


Fig 2.7 : Schéma de principe de l'identification par la méthode des courants instantanés actif et réactif

2.3.2 Régulation de la tension continue

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une capacité qui se charge et se décharge. La tension aux bornes de cette dernière n'est pas constante, à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance active entre la charge polluante et le réseau. Les pertes dans les composantes de puissance font aussi varier la tension aux bornes de la capacité, d'où la nécessité de réguler cette tension et de la maintenir à un niveau constant [2].

Les principales causes d'échange de puissance et qui sont susceptibles de modifier cette tension sont [2] :

- Les pertes dans le filtre actif,
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante,
- Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance.
- Les pertes par effet Joule dans les composantes passifs L et C.

Pour la régulation nous utiliserons un régulateur P :

$$R(s) = K_p \quad (2.31)$$

2.3.2.1 Méthode 1

La relation caractéristique d'un condensateur est :

$$I_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (2.32)$$

En utilisant la transformée de la place, nous trouvons :

$$I_{dc}(s) = C s V_{dc}(s) \quad (2.33)$$

La fonction de transfert est alors :

$$G(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{1}{C s} \quad (2.34)$$

La boucle de régulation est :

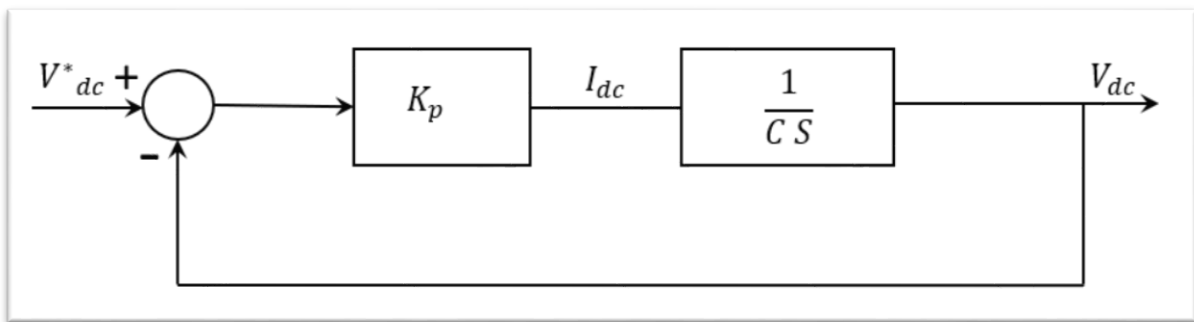


Fig 2.8 : Boucle de régulation de la tension continue (1 ère méthode)

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$G_{BF}(s) = \frac{K_p}{Cs + K_p} = \frac{1}{\frac{C}{K_p}s + 1} \quad (2.35)$$

La fonction de transfert désirée :

$$G_d(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2.36)$$

Tel que τ est le temps de réponse désiré. Par identification, nous trouvons :

$$\tau = \frac{C}{K_p} \quad (2.37)$$

$$K_p = \frac{C}{\tau} \quad (2.38)$$

2.3.2.2 Méthode 2

La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes est :

$$P_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{dV_{dc}^2}{dt} \quad (2.39)$$

En utilisant la transformée de la place, nous trouvons :

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} C s V_{dc}^2(s) \quad (2.40)$$

La fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{V_{dc}^2(s)}{P_{dc}(s)} = \frac{2}{C s} \quad (2.41)$$

La boucle de régulation est :

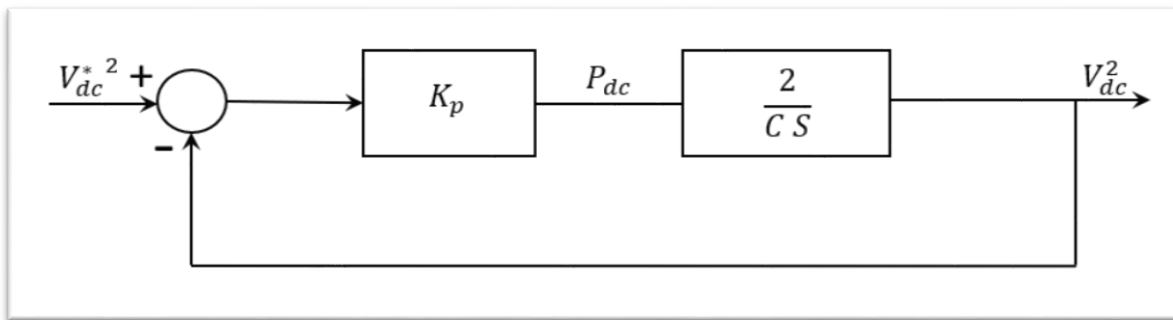


Fig 2.9 : Boucle de régulation de la tension continue (2ème méthode

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$G_{BF}(s) = \frac{2K_p}{Cs+2K_p} = \frac{1}{\frac{C}{2K_p}s+1} \quad (2.42)$$

La fonction de transfert désirée est donnée par la relation (2.36). Par identification, nous trouvons :

$$\tau = \frac{C}{2K_p} \quad (2.43)$$

$$K_p = \frac{C}{2\tau} \quad (2.44)$$

2.3.3 Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance [2]. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hystérésis
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

2.3.3.1 Commande par hystérésis

Cette stratégie de commande assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Le schéma de principe de cette technique de commande est illustré sur la Figure suivante. Son principe consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur qui est la différence entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. Ensuite cette erreur est comparée à un intervalle appelé bande d'hystérésis, dès qu'elle atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de sa mise en œuvre est le principal atout de cette technique [2]-[4].

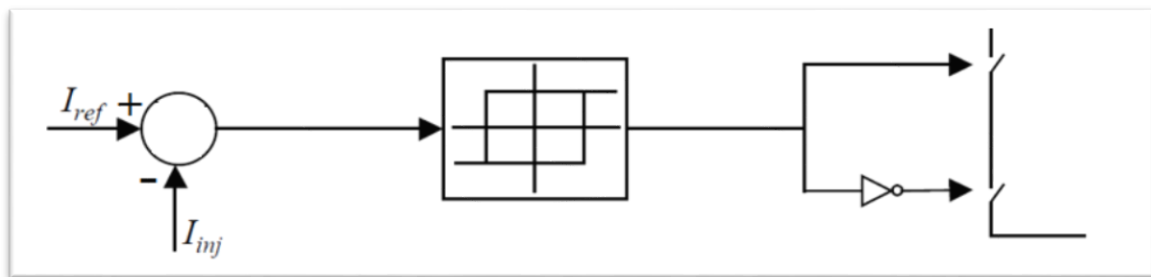


Fig 2.10 : Principe de commande des courants par hystérésis

Cette commande présente un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés [2].

2.3.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

La technique MLI sinusoïdale est une technique de modulation par porteuse, elle est peut-être la technique la plus utilisée dans le domaine des convertisseurs industriels. Ceci est dû à la bonne qualité de l'énergie fournie et surtout à la simplicité de son implémentation [36].

Le principe de la MLI consiste à commuter entre les états de l'onduleur de manière à ce que la valeur moyenne de la tension commutée égalise la tension de référence. Ceci se fait en comparant un signal triangulaire V_p d'amplitude fixe appelé porteuse à un signal sinusoïdal V_{ref} (d'amplitude et de fréquence variable) appelé référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [36].

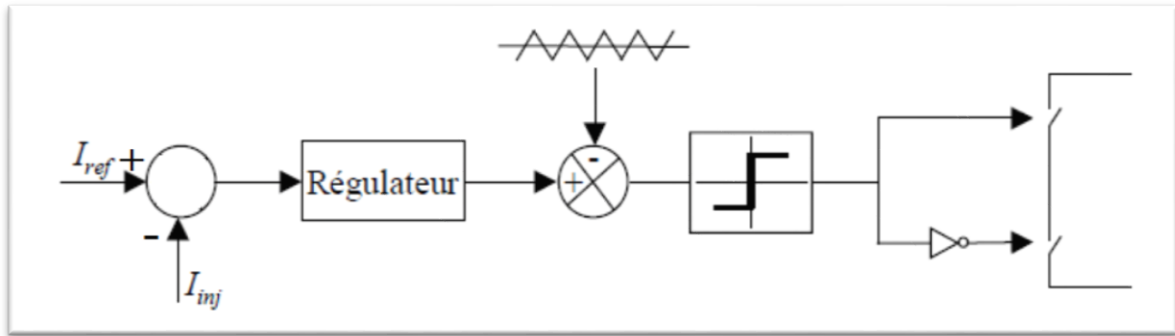


Fig 2.11: Principe de commande des courants par MLI

Cette technique résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur [2].

2.3.4 Régulation du courant du filtre actif parallèle

Pour répondre parfaitement aux contraintes et atteindre les objectifs de la régulation, nous devons choisir minutieusement le régulateur du courant du filtre actif parallèle. Récemment, diverses méthodes de régulation ont été proposées. Par exemple PI [37], Proportionnel résonnant (PR) [38]-[39], *deadbeat* [40]-[41], *repetitive control* [42]-[43], etc. Cependant, la plupart de ces méthodes de contrôle linéaire ne peuvent répondre qu'une partie des exigences de performance.

Afin de réaliser les objectifs de régulation, nous avons choisi pour la suite de notre travail la Commande Robuste d'Ordre Non Entier (CRONE).

En général la boucle de régulation du courant injecté par le FAP est donnée par la figure 2.12 :

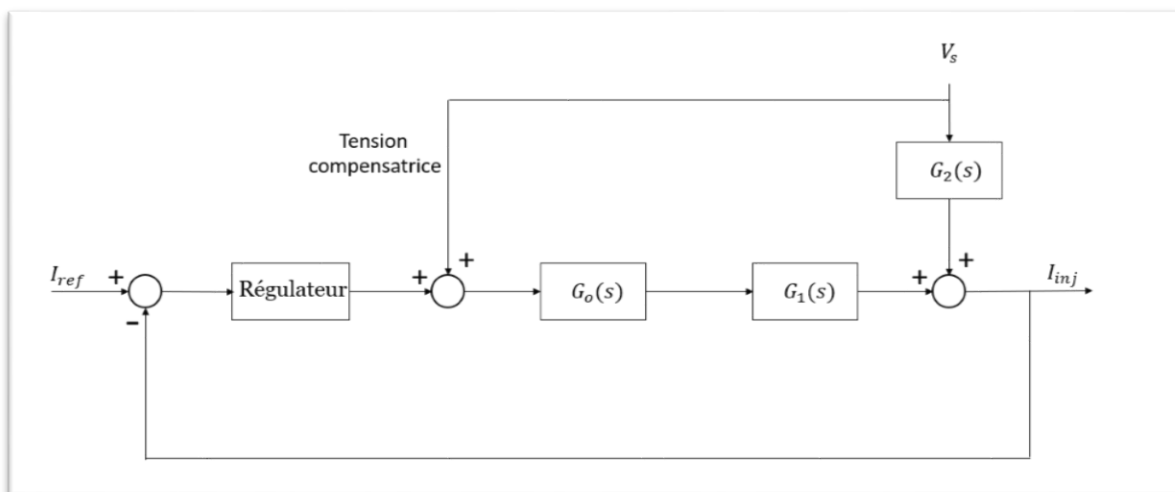


Fig 2.12 : Boucle de régulation du courant du FAP

Dans ce schéma, $G_o(s)$ représente la fonction de transfert de l'onduleur qui peut être modélisé par la relation suivante :

$$\begin{cases} G_o(s) = \frac{K}{1+\tau s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \end{cases} \quad (2.45)$$

Avec :

V_{dc} : La tension côté continu de l'onduleur,

V_p : L'amplitude de la porteuse triangulaire,

τ : le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

Des expériences pratiques ont montré qu'on peut approximer la fonction de transfert de l'onduleur par un gain unitaire ($G_o(s) = 1$) si on est très loin de la fréquence de commutation.

La tension de réseau V_s représente ici une perturbation externe, dont les effets sont compensés en ajoutant la même tension de réseau (tension compensatrice) au signal de commande (U). Cela empêchera le courant fondamental de passer du réseau au filtre actif (voir annexe I) [40].

2.4 Conclusion

Le filtre actif parallèle associant un filtre du troisième ordre en sortie de l'onduleur est une solution moderne et adéquate permettant de remédier aux perturbations en courant. Ce compensateur est utilisé pour la dépollution des réseaux électriques des courant harmoniques, déséquilibrés et réactifs.

Dans ce chapitre, nous avons étudié en détails la structure du filtre actif parallèle à trois bras connectés au réseau électrique à trois fils.

La méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires pq et la méthode des courants instantanés active et réactive dq ont été présentée comme algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence.

En ce qui concerne la poursuite des courants de référence nous avons rappelé les deux principales stratégies de commande largement utilisés soient, la commande par hystérésis et la commande MLI.

Finalement, la boucle de régulation du courant de FAP a été présentée. Cependant, nous n'avons pas détaillé cette partie dans ce chapitre, car elle nécessite la

connaissance de la commande CRONE qui sera appliquée en vue de répondre aux contraintes du cahier de charge. Cette étude fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 03

Développement Théorique de la Commande CRONE

3.1 Introduction

L'approche de la commande CRONE est le résultat du développement mathématique d'un phénomène hydraulique robuste par excellence qui est la relaxation d'eau. La traduction de l'équation différentielle d'ordre non entier qui régit ce phénomène permet d'établir la fonction de transfert en boucle ouverte dont le comportement fréquentiel et temporelle est celui que nous désirons avoir. Après avoir identifié le comportement de la boucle ouverte souhaité, nous allons présenter dans ce chapitre ses performances dynamiques et caractéristiques fréquentielles, donner la forme du régulateur qui permet d'arriver à un tel comportement en boucle ouverte et finalement développer la synthèse de ce régulateur que nous appelons régulateur CRONE à phase constante.

3.2 D'un phénomène dans la nature à une commande en automatique

3.2.1 Histoire

La source de la plupart des solutions à nos problèmes réside dans le mode de fonctionnement de la nature qui est selon les philosophes ; un réservoir inépuisable de solutions. Au début du 17eme siècle, les constructeurs de digues commencent à s'intéresser au phénomène de la relaxation d'eau sur une digue poreuse. Des analyses expérimentales très poussées ont été menée afin de déterminer la raison mathématique de la robustesse d'un tel phénomène. Après avoir étudié et développer les résultats de ces analyses, une nouvelle stratégie de commande appelé commande CRONE a été établie.

3.2.2 Modèle électrique et dynamique du phénomène

Le phénomène à étudier est la relaxation d'eau sur une digue poreuse. Pour bien l'illustrer, la figure 3.1 est donnée pour expliquer le processus d'étude pour pouvoir ensuite établir le modèle électrique équivalent [44].

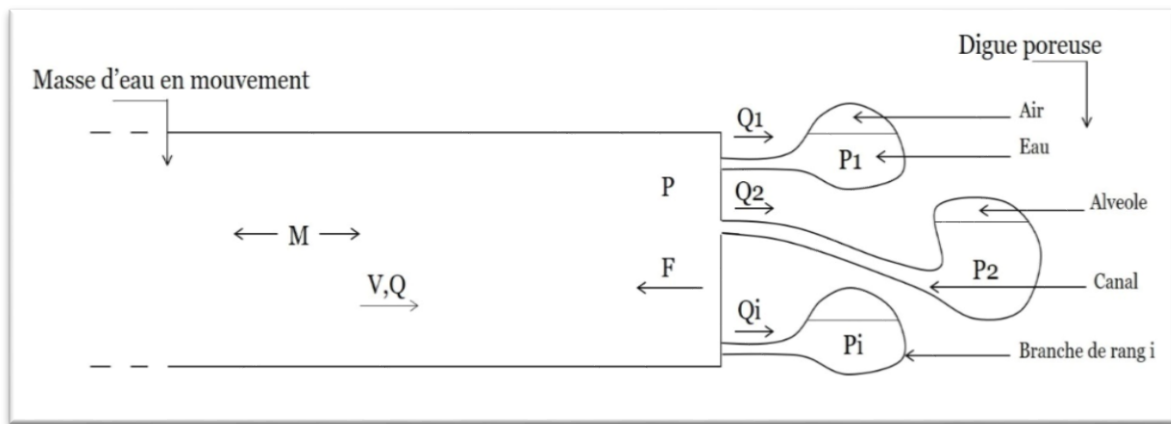


Fig 3.1 : Représentation d'une digue poreuse par une distribution indéfinie de branches constituées d'un canal et d'une alvéole [44]

Les différentes grandeurs physiques sont définies comme suit :

P : Pression dynamique sur la paroi de la digue. Pi : Pression dans l'alvéole i.

Q : Débit de l'eau en mouvement. Qi : Débit dans le canal i.

M : Masse d'eau.

V : Vitesse de l'eau.

F : Force de réaction de la digue.

Le principe fondamental de la dynamique permet d'écrire l'équation différentielle suivante :

$$M \frac{dv(t)}{dt} + F(t) = 0 \tag{3.1}$$

Compte tenu des règles d'équivalence entre la mécanique des fluides et l'électricité, le modèle électrique équivalent de la branche de rang i est une cellule élémentaire $R_i C_i$, comme le traduit la figure 3.2 :

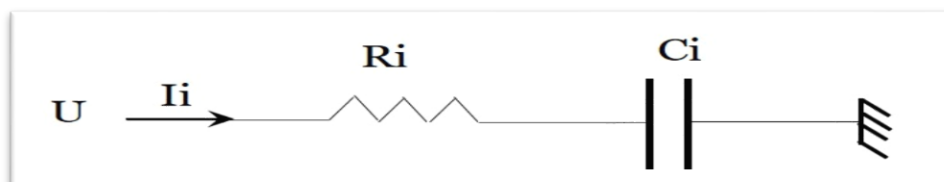


Fig 3.2 : Modèle électrique équivalent de la branche i

L'ensemble des branches est représenté par un arrangement parallèle de cellules RC série. Etant donnée la fractalité de la porosité et la récursivité de la fractalité, on se doit

d'accorder un caractère récursif à la structure interne de la digue. En effet, il dicte la considération de deux distributions particulières [45], à savoir :

Une distribution récursive des pertes d'énergie donc des résistances électriques équivalentes, soit :

$$R_{i+1} = \frac{R_i}{\alpha} \quad (3.2)$$

Une distribution récursive des énergies potentielles d'élasticité donc des capacités électriques équivalentes, soit :

$$C_{i+1} = \frac{C_i}{\eta} \quad (3.3)$$

α Et η : Facteurs récursifs supérieurs à l'unité.

Le modèle électrique équivalent de l'interface eau-digue est alors représenté par la figure 3.3 :

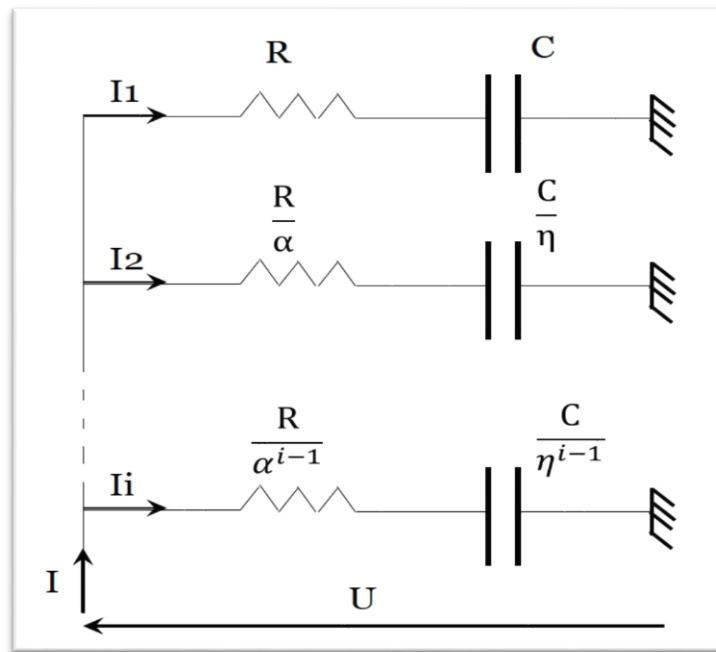


Fig 3.3 : Modèle électrique équivalent d'une interface eau-digue

L'étude du comportement fréquentiel du modèle électrique récursif développée dans [46], montre que le diagramme asymptotique, après lissage, de l'admittance

$Y(j\omega) = \frac{I(j\omega)}{U(j\omega)}$ Admet une expression de la forme :

$$Y(j\omega) = \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^{m'} \quad (3.4)$$

Avec :

m' : Ordre non entier compris entre 0 et 1.

ω_0 : Pulsation de coupure.

Nous posons : $s = j\omega$

La fonction de transfert est alors donnée par la relation (3.5) :

$$Y(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^{m'} \quad (3.5)$$

Le passage au domaine mécanique se fait en associant à la tension $U(s)$ son équivalent en mécanique des fluides qui est la pression $P(s)$ et au courant $I(s)$ le débit $Q(s)$, la fonction de transfert mécanique est [44] :

$$Y(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} = \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^{m'} \quad (3.6)$$

Et donc :

$$Q(s) = \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^{m'} P(s) \quad (3.7)$$

Le passage au domaine temporel donne la relation (3.8). Cette relation exprime que le débit $Q(t)$ de l'eau est proportionnel à la dérivée non entière de la pression dynamique $P(t)$.

$$Q(t) = \frac{1}{\omega_0^{m'}} \left(\frac{d}{dt}\right)^{m'} P(t) \quad (3.8)$$

Nous savons que :

$$V(t) = \frac{Q(t)}{S} \quad (3.9)$$

$$F(t) = P(t) S \quad (3.10)$$

Avec S la section d'écoulement de l'eau en amont de la digue.

Après avoir remplacé (3.9) et (3.10) dans la relation (3.1), nous obtenons :

$$\frac{M}{S^2} \frac{dQ(t)}{dt} + P(t) = 0 \quad (3.11)$$

En remplaçant l'expression de $Q(t)$ donnée par la relation (3.8) dans (3.11), nous trouvons une équation différentielle linéaire d'ordre non entier $n' = m' + 1$, soit :

$$\frac{M}{s^2} \frac{1}{\omega_0^{m'}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{n'} P(t) + P(t) = 0 \quad (3.12)$$

Nous posons :

$$\tau = \left(\frac{M}{s^2} \frac{1}{\omega_0^{m'}} \right)^{\frac{1}{n'}} \quad (3.13)$$

τ : Constante de temps transitionnelle.

La relation (3.12), s'écrit alors sous la forme [44] :

$$\tau^{n'} \left(\frac{d}{dt} \right)^{n'} P(t) + P(t) = 0 \quad (3.14)$$

3.2.3 Transfert en boucle ouverte

Pour trouver le transfert en boucle ouverte, nous prenons la transformée de Laplace de l'équation différentielle (3.14) qui régit la relaxation :

$$(\tau s)^{n'} P(s) + P(s) = 0 \quad (3.15)$$

En divisant par $(\tau s)^{n'}$ et après réarrangement, nous trouvons :

$$P(s) = - \left(\frac{1}{\tau s} \right)^{n'} P(s) \quad (3.16)$$

Cette équation se traduit par le schéma fonctionnel d'une commande libre (consigne nulle), représenté par la figure (3.4) :

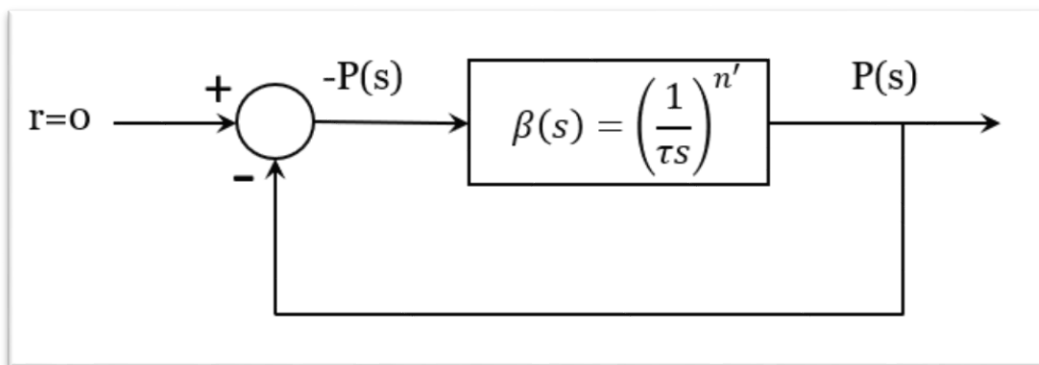


Fig 3.4 : Schéma fonctionnel du transfert en boucle ouverte

La fonction de transfert en boucle ouverte est alors donnée par :

$$\beta(s) = \left(\frac{1}{\tau s} \right)^{n'} \quad (3.17)$$

Qui n'est rien d'autre que la transmittance d'un intégrateur non entier.

La réponse en fréquence en boucle ouverte est de la forme [44] :

$$\beta(j\omega) = \left(\frac{\omega_u}{j\omega}\right)^{n'} \quad (3.18)$$

Avec :

$\omega_u = \frac{1}{\tau}$: La pulsation au gain unité.

a) Le lieu de Black en boucle ouverte : Gabarit fréquentiel

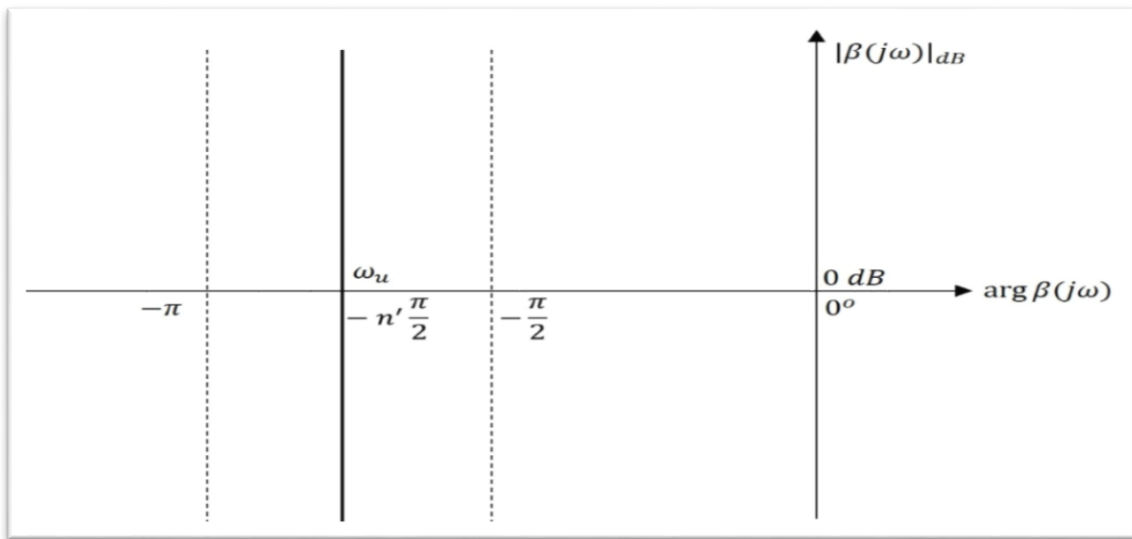


Fig 3.5 : Le lieu de black en boucle ouverte (cas idéal)

Physiquement, une digue ne peut pas comporter des cavités infiniment grandes et infiniment petites. Par conséquent le comportement fréquentiel de la fonction de transfert en boucle ouverte appartient à un intervalle fréquentiel borné qui ne couvre que partiellement l'espace des fréquences.

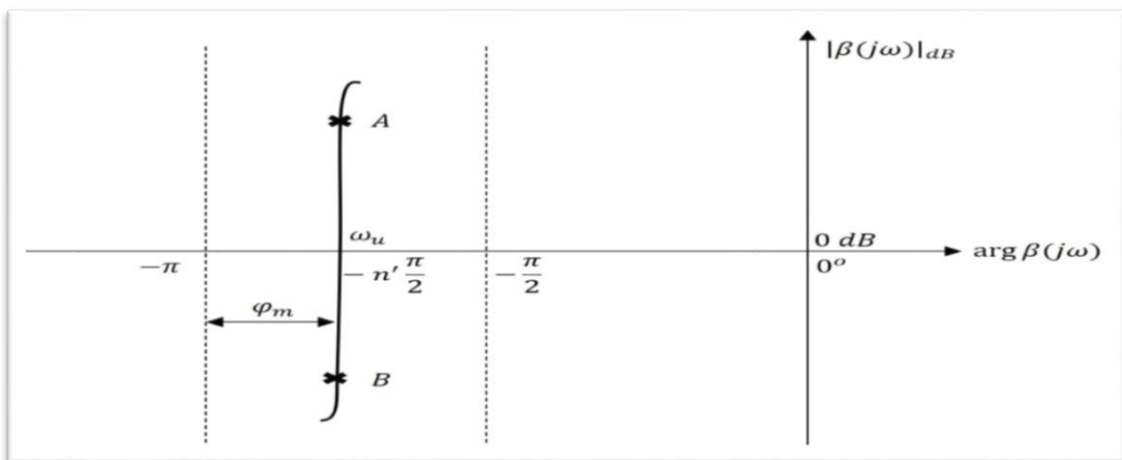


Fig 3.6 : Le lieu de Black en boucle ouverte (cas réel)

Ainsi le tracé dans le plan de Black, définit le gabarit qui est constitué par un segment de droite verticale d'abscisse comprise entre $-\frac{\pi}{2}$ et $-\pi$ représenté par la figure 3.6 pour un cas réel.

Lorsque la masse d'eau M change de valeur, la pulsation ω_u change aussi conformément à la relation (3.19) :

$$\omega_u = \frac{1}{\tau} = \left(\omega_0^{m'} \frac{S^2}{M} \right)^{\frac{1}{n'}} \quad (3.19)$$

C'est dire que le gabarit défini glisse sur lui-même lors d'une variation de la masse d'eau. Un tel déplacement vertical du gabarit assure la constance de la marge de phase et par conséquent celle du facteur d'amortissement qui lui correspond dans l'espace des temps, traduisant bien la robustesse de l'amortissement. Dans l'espace des temps, la robustesse se traduit par une réponse libre qui présente les mêmes dépassements indépendamment du paramètre M , seule la pulsation propre varie sachant que la pulsation ω_u détermine la rapidité de la dynamique. Il est évident que la robustesse est d'autant meilleure que la longueur AB du gabarit est importante.

b) Le lieu de Nyquist en boucle ouverte :

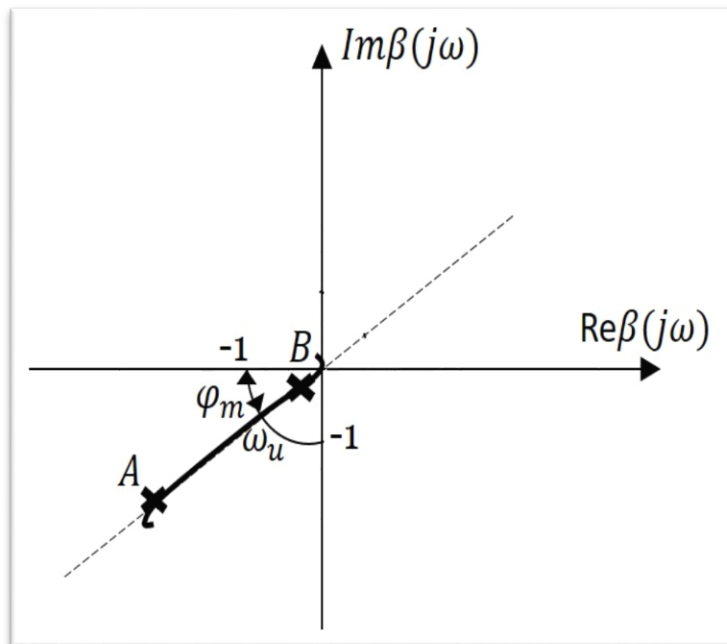


Fig 3.7 : Le lieu de Nyquist en boucle ouverte

Le gabarit dans le plan de Nyquist est réalisé par un segment de droite porté par une droite passant par l'origine du plan et décrivant un angle compris entre $-\frac{\pi}{2}$ et $-\pi$.

c) Le plan de Bode :

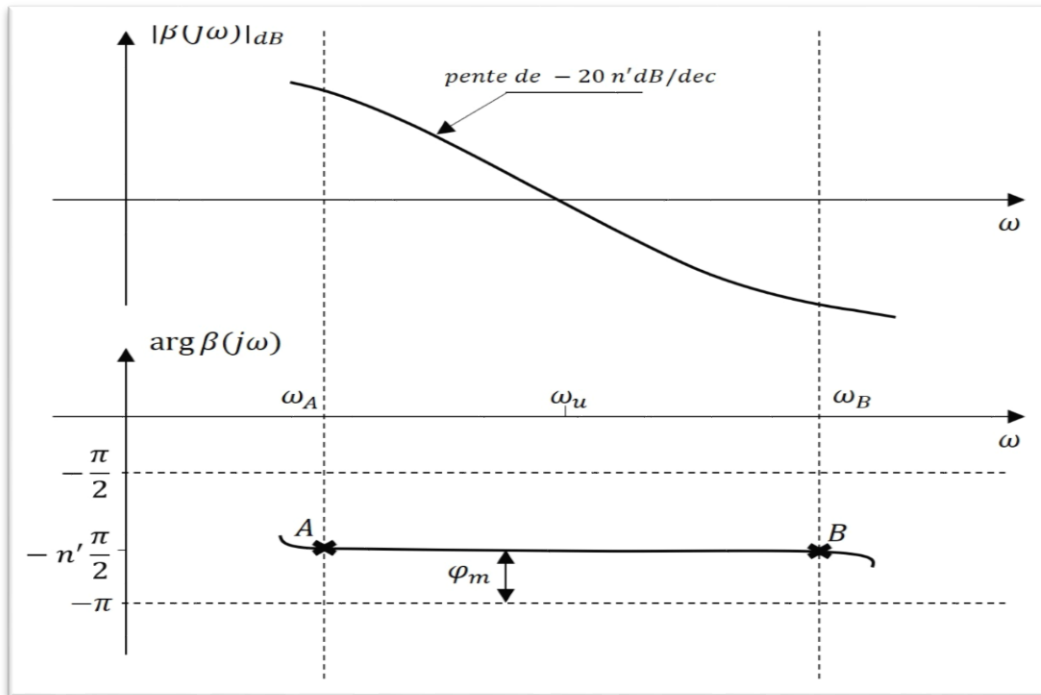


Fig 3.8 : Le lieu de Bode en boucle ouverte

Le gabarit dans le plan de Bode est formé par un segment de droite horizontal dont l'ordonnée est comprise entre $-\frac{\pi}{2}$ et $-\pi$.

A partir du diagramme de gain de $\beta(j\omega)$ nous pouvons remarquer que la précision est d'autant meilleure que la valeur de n' est élevée. Par contre le diagramme de phase révèle que le degré de stabilité est alors d'autant plus faible. Ce phénomène est la traduction du classique dilemme degré de stabilité-précision.

Cependant pour n' donné et à travers une augmentation de ω_u il est possible d'augmenter la précision sans affecter le degré de stabilité, ce qui met alors en défaut ce dilemme. C'est dire que la robustesse du degré de stabilité de la commande vis-à-vis des paramètres du procédé constitue une solution au problème du dilemme degré de stabilité-précision.

3.2.4 Objectif de l'étude du phénomène hydraulique

L'objectif est d'obtenir un lieu de Black (ou de Bode) en boucle ouverte qui dessine le gabarit ainsi défini pour l'état paramétrique nominal du procédé et un glissement du gabarit sur lui-même lors d'une reparamétrisation du procédé.

3.3 Performances dynamiques et caractéristiques fréquentielles de la commande CRONE

L'étude des caractéristiques fréquentielles et performances dynamiques de la commande CRONE va se reposer sur l'étude du comportement fréquentiel de la fonction de transfert en boucle ouverte trouvé auparavant.

La fonction de transfert en boucle ouverte désirée est alors donnée par la relation (3.20) :

$$\beta(s) = \beta_0 \left(\frac{\omega_u}{s} \right)^{n'} \quad (3.20)$$

β_0 : Gain statique en boucle ouverte.

3.3.1 Marge de phase

La détermination du degré de stabilité en boucle fermée va s'appuyer sur le principe fondamental de l'automatique, à savoir que le comportement en boucle ouverte au voisinage de la pulsation au gain unité ω_u qui détermine le comportement dynamique voire la stabilité en boucle fermée. Ainsi en calculant la marge de phase en boucle ouverte nous pourrions conclure si la boucle fermée est instable, stable ou à la limite de stabilité.

$$\text{Arg } \beta(j\omega) = \text{Arg} \left(\frac{\omega_u}{j\omega} \right)^{n'} = n' \text{Arg} \left(\frac{\omega_u}{j\omega} \right) = -n' \frac{\pi}{2} \quad (3.21)$$

$$\varphi_m = \frac{\pi}{2} (2 - n') \quad (3.22)$$

3.3.2 Réponse en fréquences en boucle fermée

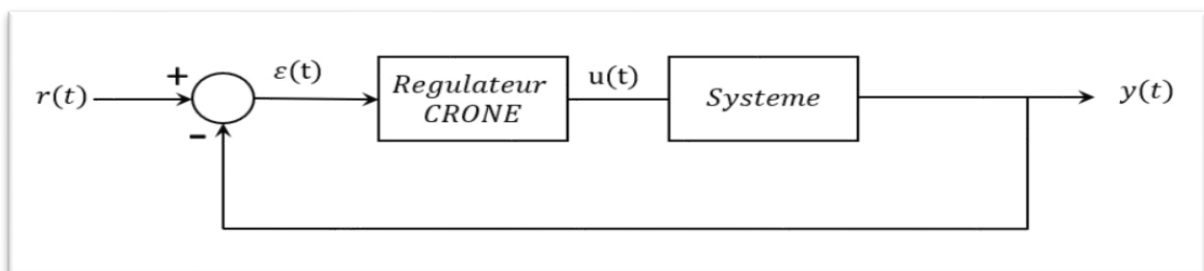


Fig 3.9 : Schéma fonctionnel général de la commande CRONE

Etant donné que la commande CRONE admet le schéma fonctionnel habituel d'un système asservi (figure 3.9), la forme générale de sa réponse en fréquences en boucle fermée satisfait à la relation (3.23) :

$$F(j\omega) = \frac{\beta(j\omega)}{1+\beta(j\omega)} \quad (3.23)$$

En remplaçant $\beta(j\omega)$ par son expression, soit [44] :

$$F(j\omega) = \frac{F_0}{1+\left(\frac{j\omega}{\omega_u}\right)^{n'}} \quad (3.24)$$

Avec :

$$F_0 = \frac{\beta_0}{1+\beta_0} \quad (3.25)$$

F_0 : Gain statique en boucle fermée.

3.3.3 Pulsation de résonance et facteur de résonance

La pulsation de résonance est la pulsation pour laquelle $|F(j\omega)|$ passe par un maximum.

Pour trouver cette pulsation, nous remplaçons j par $e^{j\frac{\pi}{2}}$, l'expression (3.24) devient [44] :

$$F(j\omega) = \frac{F_0}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_u}\right)^{n'} \left(\cos n'\frac{\pi}{2} + j \sin n'\frac{\pi}{2}\right)} \quad (3.26)$$

Soit :

$$F(j\omega) = \frac{F_0}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_u}\right)^{n'} \cos n'\frac{\pi}{2} + j \left(\frac{\omega}{\omega_u}\right)^{n'} \sin n'\frac{\pi}{2}} \quad (3.27)$$

En posant $a = \frac{\omega}{\omega_u}$:

$$F(j\omega) = \frac{F_0}{1+a^{n'} \cos n'\frac{\pi}{2} + j a^{n'} \sin n'\frac{\pi}{2}} \quad (3.28)$$

Le module de (3.28) est de la forme :

$$|F(j\omega)| = \frac{F_0}{\left(1+2a^{n'} \cos n'\frac{\pi}{2} + a^{2n'}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (3.29)$$

Lorsque le dénominateur de (3.29) est minimale, $|F(j\omega)|$ passera par un maximum.

La pulsation pour laquelle la dérivée du dénominateur est nulle correspond à la pulsation de résonance, soit [44] :

$$\frac{d}{da} \left(1 + 2a^{n'} \cos n'\frac{\pi}{2} + a^{2n'}\right) = 0 \quad (3.30)$$

Donc :

$$a^{n'} + \cos n' \frac{\pi}{2} = 0 \quad (3.31)$$

La pulsation de résonance satisfait alors à la relation :

$$\left(\frac{\omega_r}{\omega_u}\right)^{n'} + \cos n' \frac{\pi}{2} = 0 \quad (3.32)$$

D'où l'on tire :

$$\omega_r = \left(-\cos n' \frac{\pi}{2}\right)^{\frac{1}{n'}} \omega_u \quad (3.33)$$

Puisque $1 < n' < 2$ alors la résonance existe.

Le facteur de résonance est donné par la relation (3.34) :

$$Q = \frac{|F(j\omega_r)|}{|F(j0)|} = \frac{1}{\sin n' \frac{\pi}{2}} \quad (3.34)$$

Nous remarquons que le facteur de résonance est exclusivement lié à l'ordre n' de la commande. Il est facile de voir que le facteur de résonance est d'autant meilleur que la valeur de n' est proche de l'unité.

3.3.4 Pulsation propre et facteur d'amortissement

La fonction de transfert en boucle fermée est [44] :

$$F(s) = \frac{1}{1+(\tau_u s)^{n'}} \quad (3.35)$$

D'après la relation (3.25) : $F_0 = 1$ Pour β_0 grand et $\tau_u = \frac{1}{\omega_u}$

Les pôles de la fonction de transfert $F(s)$ satisfont à l'équation caractéristique :

$$1 + (\tau_u s)^{n'} = 0 \quad (3.36)$$

Soit :

$$(\tau_u s)^{n'} = -1 = e^{j(\pi+2k\pi)} \quad (3.37)$$

D'où l'on tire :

$$p_k = \omega_u e^{j\theta_k} \quad (3.38)$$

Avec :

$$\theta_k = \frac{1+2k}{n'} \pi \quad (3.39)$$

$s^{n'}$ Est indéfini pour $s \in \mathbb{R}^-$, il faut alors que l'argument de s ne décrive pas un tour complet ce qui est possible en effectuant une coupure du plan complexe suivant \mathbb{R}^- .

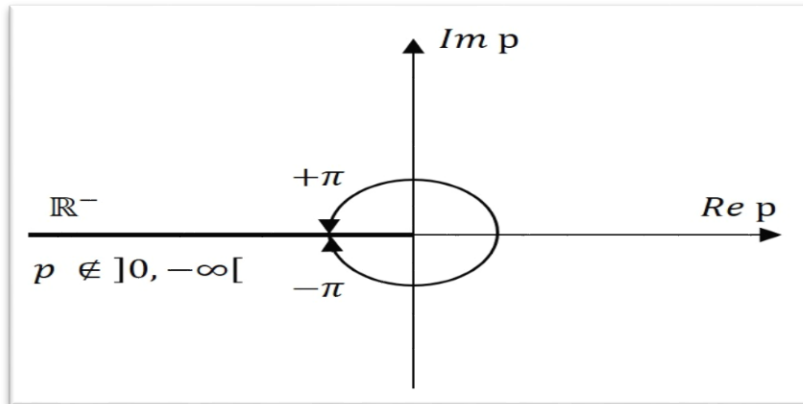


Fig 3.10 : Coupure du plan complexe suivant \mathbb{R}^- .

Une telle coupure impose la condition (3.40) sur l'argument de p :

$$-\pi < \frac{1+2k}{n'} \pi < +\pi \quad (3.40)$$

Soit :

$$-\frac{n'+1}{2} < k < \frac{n'-1}{2} \quad (3.41)$$

Le problème se ramené donc à la recherche des valeurs de k qui satisfont la double inégalité (3.41) conformément à la condition sur n' , à savoir $1 < n' < 2$. Les deux valeurs de k possibles sont :

$$k = -1 \text{ Et } k = 0$$

Pour ces deux valeurs de k , il existe deux pôles conjugués qui déterminent le mode oscillatoire de la commande, soit :

$$\begin{cases} p_0 = \omega_u e^{j\frac{\pi}{n'}} \\ p_{-1} = \omega_u e^{-j\frac{\pi}{n'}} \end{cases} \quad (3.42)$$

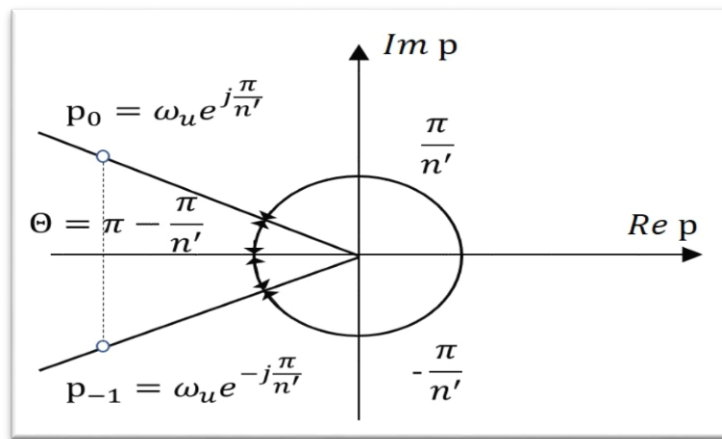


Fig 3.11 : Lieu des pôles de la commande CRONE

Ces deux pôles sont complexes conjugués et forment un angle au centre 2Θ avec $\Theta = \pi - \frac{\pi}{n'}$ (figure 3.11). Le module des deux pôles dépend de ω_u qui dépend des paramètres du procédé.

Un changement de paramètres du procédé implique une variation de la pulsation au gain unité ω_u et par conséquent celui du module des deux pôles, tout en gardant le même angle Θ fixé par l'ordre n' de la commande. Ainsi la stratégie par régulateur CRONE fixe le lieu des pôles de la commande.

La pulsation propre et le facteur d'amortissement s'expriment en fonction du module des pôles et du demi-angle au centre Θ , soit :

$$\omega_p = \omega_u \sin \Theta = \omega_u \sin \left(\pi - \frac{\pi}{n'} \right) = \omega_u \sin \left(\frac{\pi}{n'} \right) \quad (3.43)$$

$$\xi = \cos \Theta = \cos \left(\pi - \frac{\pi}{n'} \right) = -\cos \frac{\pi}{n'} \quad (3.44)$$

Nous remarquons que le facteur d'amortissement est exclusivement lié à l'ordre n' de la commande. Il est facile de voir que le facteur d'amortissement est d'autant meilleur que la valeur de n' est proche de l'unité.

3.3.5 Représentation de la robustesse dans le lieu des pôles

Les demi-droites d'iso-amortissement définies par la figure 3.11 constituent une illustration idéale de la robustesse, correspondant à une insensibilité du facteur d'amortissement de la commande à des variations indéfinies des paramètres du procédé.

Etant donné que dans la pratique la commande ne peut être robuste que vis-à-vis de variations bornées des paramètres, une illustration plus réaliste de la robustesse est celle que propose la figure 3.12.

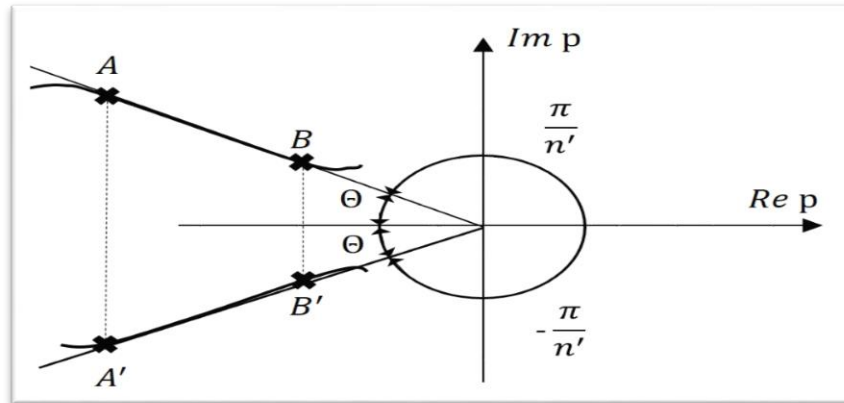


Fig 3.12 : Lieu des pôles de la commande CRONE cas réel

3.4 Structure du régulateur CRONE à phase constante

La synthèse d'un régulateur CRONE qui assure à la fois un gain infini en basses fréquences, un gain nul en hautes fréquences et une phase constante pour toute valeurs de ω , est impossible. Pour cette raison nous allons définir un nouveau comportement en boucle ouverte réalisable pour un procédé à comportement asymptotique.

3.4.1 Réponse en fréquences en boucle ouverte désirée (cas réel)

Le comportement que nous désirons avoir en boucle ouverte est celui décrit par la fonction de transfert $\beta(s)$ trouvée dans le paragraphe (3.2.3). Cependant cette fonction de transfert décrit un comportement parfait qui est difficile voire impossible à synthétiser en réalité. Nous allons ainsi définir une nouvelle fonction de transfert en boucle ouverte qui présente les mêmes caractéristiques fréquentielles et performances dynamiques mais dans une plage de fréquences bien définie.

La fonction de transfert en boucle ouverte désirée est alors donnée par la relation (3.45) :

$$\beta_d(s) = \frac{\beta_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right)^{n'}} \quad (3.45)$$

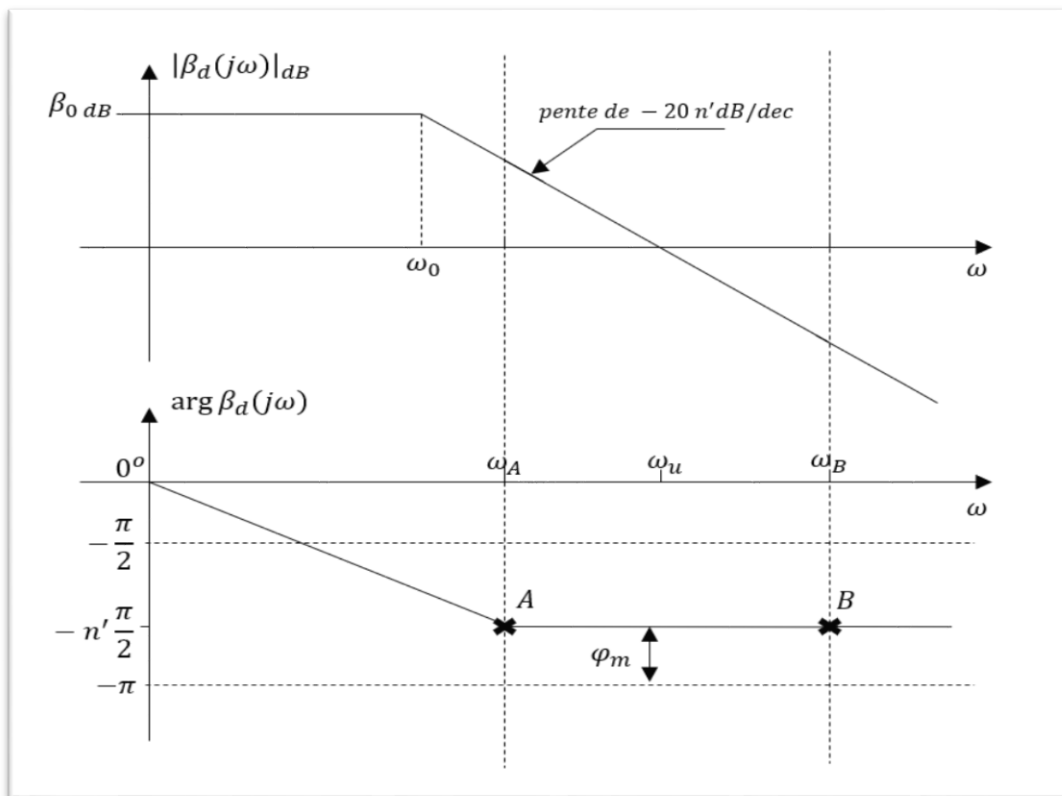


Fig 3.13 : Diagramme de Bode asymptotique de la fonction de transfert désirée en boucle ouverte

Pour avoir un comportement pareil en boucle ouverte, le régulateur doit assurer un grand gain en basses fréquences et une phase constante autour de la pulsation au gain unité ω_u sur l'intervalle fréquentiel $[\omega_A, \omega_B]$.

3.4.2 Comportement fréquentiel asymptotique du procédé

Pour notre étude nous allons seulement considérer le cas où le procédé présente un comportement fréquentiel asymptotique caractérisé par une phase indépendante de la fréquence (figure 3.14) et pour lequel la synthèse s'effectue à travers un régulateur CRONE à phase constante.

Un comportement fréquentiel asymptotique est dit d'ordre n s'il correspond à un blocage de phase à $-n \frac{\pi}{2}$.

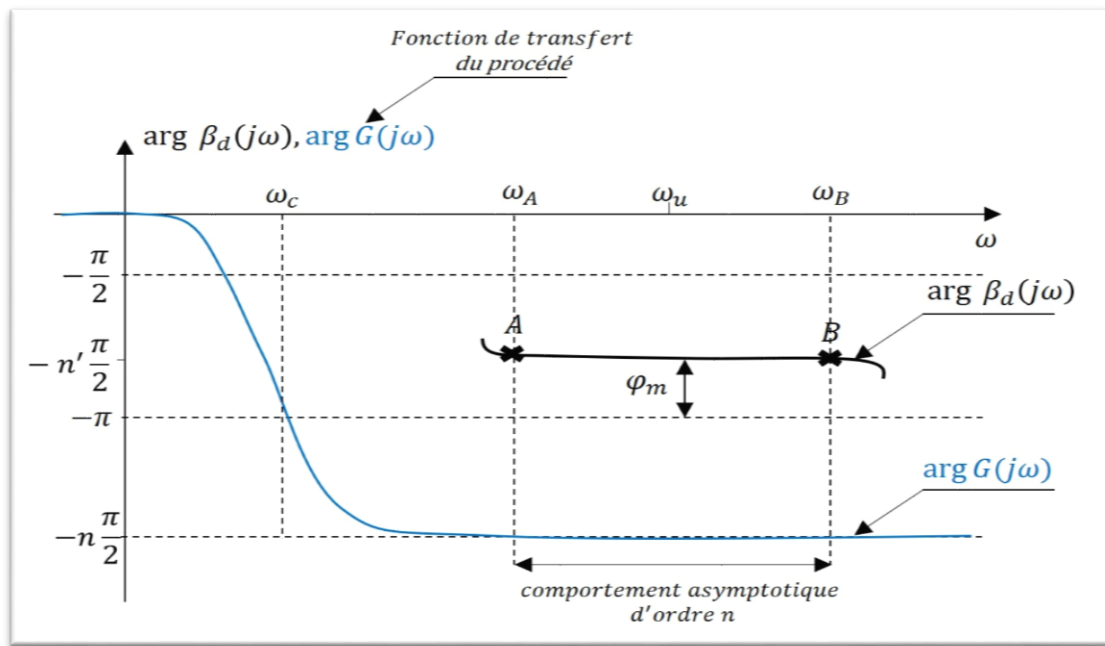


Fig 3.14 : Comportement fréquentiel asymptotique du procédé.

3.4.3 La pulsation ω_u et l'intervalle fréquentiel $[\omega_A, \omega_B]$

La pulsation ω_u appartient au comportement fréquentiel asymptotique du procédé comme le montre la figure 3.14. Son choix détermine la rapidité et la dynamique de la pulsation propre ω_p de la commande d'après la relation (3.43). C'est dire qu'une pulsation ω_u élevée se traduit par une dynamique rapide de la commande et par conséquent le signal de commande est soumis à des sollicitations de grande amplitude qui forcent la sortie à évoluer rapidement.

Par ailleurs, une pulsation ω_u élevée conduit à attribuer une valeur également élevée à la fréquence d'échantillonnage f_e . En effet la fréquence f_e doit être très supérieure à $f_u = \frac{\omega_u}{2\pi}$ afin de retrouver en discret les performances du continu au voisinage de la pulsation ω_u .

Par contre, une pulsation ω_u élevée implique un grand gain en boucle ouverte en basses fréquences (figure 3.13) et donc la fonction de sensibilité complémentaire est de plus en plus proche de l'unité ce qui se traduit par une bonne poursuite de trajectoire et donc un bon rejet de perturbation en basses fréquences. Pour les hautes fréquences nous pouvons directement remarquer que le gain tend vers zéro et donc nous avons un bon rejet de bruit.

Le choix de la pulsation ω_u résulte donc d'un compromis entre l'immunité de l'entrée d'une part et le suivi de consigne et le rejet de perturbation d'une autre part.

L'intervalle fréquentiel $[\omega_A, \omega_B]$ assure une marge de phase constante et donc la robustesse du degré de stabilité. Si nous voulons étendre cet intervalle pour gagner au niveau de la robustesse du degré de stabilité nous allons perdre au niveau du gain en basses fréquences ce qui se traduit par la dégradation de la poursuite de trajectoire.

Le choix des deux pulsations ω_A et ω_B résulte donc d'un compromis entre le suivi de consigne et le rejet de perturbation d'une part et de la robustesse du degré de stabilité d'une autre part.

3.4.4 Structure d'un régulateur CRONE idéal à phase constante

Pour passer d'un comportement fréquentiel asymptotique d'ordre n du procédé à celui que définit la fonction de transfert en boucle ouverte désirée $\beta_d(j\omega)$ (figure 3.15), le régulateur doit apporter une phase constante de $m' \frac{\pi}{2}$ dans le domaine fréquentiel $[\omega_A, \omega_B]$.

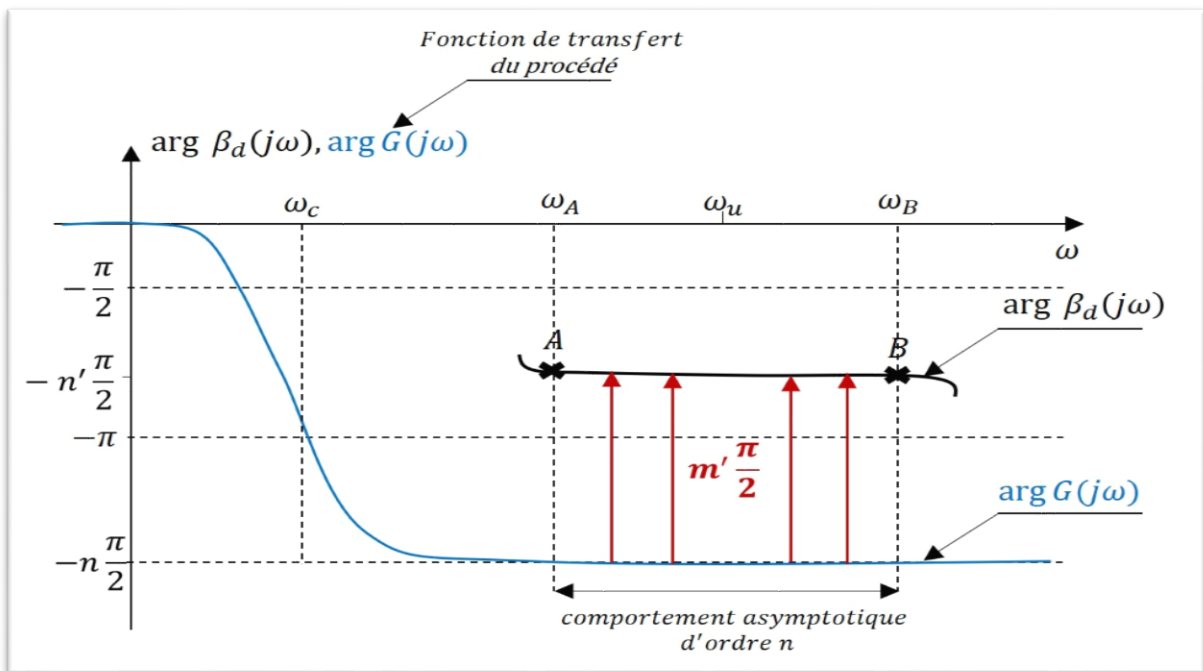


Fig 3.15 : L'apport de phase constant $m' \frac{\pi}{2}$ du régulateur CRONE à phase constante Sur l'intervalle $[\omega_A, \omega_B]$ le comportement du procédé $G(j\omega)$ se réduit à :

$$G(j\omega) = G_0 \left(\frac{\omega_0}{j\omega} \right)^n \quad (3.46)$$

Alors pour $\omega \in [\omega_A, \omega_B]$:

$$\arg G(j\omega) = -n \frac{\pi}{2} \quad (3.47)$$

$$\arg \beta_d(j\omega) = -n' \frac{\pi}{2} \quad (3.48)$$

Donc :

$$\arg R_{ideal}(j\omega) = \arg \beta_d(j\omega) - \arg G(j\omega) \quad (3.49)$$

$$\arg R_{ideal}(j\omega) = -n' \frac{\pi}{2} - (-n \frac{\pi}{2}) \quad (3.50)$$

$$\arg R_{ideal}(j\omega) = m' \frac{\pi}{2} \quad (3.51)$$

Avec :

$$m' = n - n' \quad (3.52)$$

Un tel comportement peut être obtenu avec un dérivateur non entier de la forme [44] :

$$R(j\omega) = \left(\frac{j\omega}{\omega_{m'}} \right)^{m'} \quad (3.53)$$

Mais, ce régulateur n'est pas réalisable, alors, des troncatures à la fois du côté des basses et des hautes fréquences permettent de déterminer une réponse en fréquence, qui apporte un déphasage constant de $m' \frac{\pi}{2}$ sur l'intervalle $[\omega_A, \omega_B]$ de la forme :

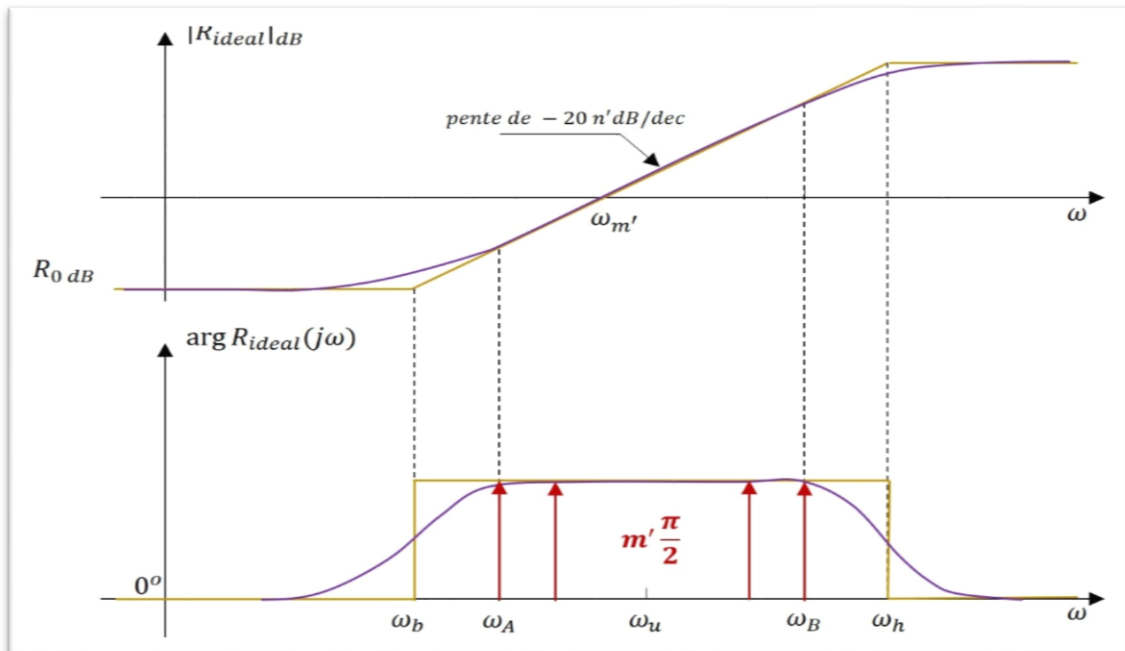


Fig 3.16 : Diagramme de BODE de gain et de phase du régulateur CRONE idéal

La structure du régulateur CRONE qui donne une telle réponse en fréquence, est donnée par (3.54) [44] :

$$R_{ideal}(j\omega) = R_0 \left(\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_b}}{1+j\frac{\omega}{\omega_h}} \right)^{m'} \quad (3.54)$$

Tel que :

R_0 : Gain statique

ω_b Et ω_h : Pulsations correspondant aux troncatures basse et haute.

- Pour trouver le gain statique R_0 :

a) Approche Oustaloup :

Le gain R_0 est calculé tel que ω_u soit la pulsation de coupure en boucle ouverte.

La relation (3.55) permet de trouver R_0 , soit :

$$|R_{ideal}(j\omega_u) G(j\omega_u)| = 1 \quad (3.55)$$

Pour cette approche, le choix de ω_u impose la valeur de R_0 .

b) Approche proposée :

Le gain R_0 est choisi pour avoir un grand gain en boucle ouverte en basses fréquences.

Pour cette approche, le choix de R_0 impose la valeur de ω_u .

Soit, la fonction de transfert en boucle fermée désirée :

$$F_d(s) = \frac{\beta_d(s)}{1+\beta_d(s)} \quad (3.56)$$

Ou encore :

$$F_d(s) = \frac{1}{1+\frac{1}{\beta_0}\left(1+\frac{s}{\omega_0}\right)^{n'}} \quad (3.57)$$

La pulsation de coupure en boucle fermée vérifie l'équation (3.58) :

$$\omega_c = \beta_0^{\frac{1}{n'}} \omega_0 \quad (3.58)$$

Pour avoir l'apport de gain R_0 choisi, la pulsation ω_u doit être très supérieure à la pulsation de coupure en boucle fermée, soit :

$$\beta_0^{\frac{1}{n'}} \omega_0 \ll \omega_u \quad (3.59)$$

- Pour trouver les pulsations ω_b et ω_h :

Les pulsations ω_b et ω_h doivent être inférieure (supérieure) aux pulsations ω_A et ω_B respectivement, afin que le diagramme de phase du régulateur soit assimilable au diagramme asymptotique (figure 3.16 – violet) sur l'intervalle $[\omega_A, \omega_B]$.

Nous voulons toujours avoir un grand gain en boucle ouverte par conséquent en calculant R_0 par l'approche Oustaloup, il doit être supérieur à l'unité. Alors les pulsations ω_b et ω_h doivent être choisies pour avoir $R_0 > 1$.

Le choix des deux pulsations ω_b et ω_h résulte donc d'un compromis.

3.4.5 Structure d'un régulateur CRONE réel à phase constante

Le régulateur CRONE réel $R_{reel}(j\omega)$ doit présenter une réponse en fréquences d'ordre entier N , qui approxime au mieux la réponse en fréquences d'ordre non entier m' du régulateur CRONE idéal.

Soient $s^{m'_n}$ un opérateur non entier d'ordre $m'_n \in \mathbb{R}$ ($0 < m'_n < 1$) dont le comportement est limité à l'intervalle fréquentielle $[\omega_A, \omega_B]$ [47].

Les caractéristiques fréquentielles de cet opérateur sur l'intervalle $[\omega_A, \omega_B]$, sont :

- Un gain de $20m'_n \text{ dB/dec}$
- Une phase de $m'_n \frac{\pi}{2}$

Oustaloup [48] a développé une méthode de synthèse de l'opérateur non entier borné en fréquence à partir d'une distribution récursive de zéros et de pôles donnée par la relation :

$$s^{m'_n} = \lim_{N \rightarrow \infty} \prod_{i=1}^N \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega'_i}}{1 + \frac{s}{\omega_i}} \right) \quad (3.60)$$

La récursivité des zéros et des pôles se traduit par une distribution des pulsations transitionnelles ω'_i et ω_i , de telle sorte que :

$$\frac{\omega'_{i+1}}{\omega'_i} = \frac{\omega_{i+1}}{\omega_i} = \alpha \eta > 1 \quad (3.61)$$

$$\frac{\omega_i}{\omega'_i} = \alpha > 1 \quad (3.62)$$

$$\frac{\omega'_{i+1}}{\omega_i} = \eta > 1 \quad (3.63)$$

$$m'_n = \frac{\log \alpha}{\log \alpha + \log \eta} \quad (3.64)$$

Les pulsations transitionnelles extrémales sont données par :

$$\omega_b = \frac{\omega'_1}{\eta^{\frac{1}{2}}} \text{ Et } \omega_h = \omega_N \eta^{\frac{1}{2}} \quad (3.65)$$

A partir des relations (3.61), (3.62), (3.63) et (3.65) nous pouvons déduire :

$$\frac{\omega_h}{\omega_b} = (\alpha \eta)^N \quad (3.66)$$

En théorie, un nombre N infini de pôles et de zéros est nécessaire à l'obtention de la réponse fréquentielle exacte de la dérivée. En pratique, cependant, il suffit d'un nombre N fini pour obtenir une approximation satisfaisante.

Pour notre étude, le choix de N dépend de l'ordre du régulateur que nous voulons avoir.

Le rapport $\alpha \eta$ est alors le résultat de l'ordre N et des pulsations ω_h et ω_b choisies.

La structure de la réponse en fréquences d'ordre $N + m'_e$ du régulateur réel est donnée par (3.67) [44] :

$$R_{reel}(j\omega) = R_0 \left(\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_b}}{1+j\frac{\omega}{\omega_h}} \right)^{m'_e} \prod_{i=1}^N \left(\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_i}}{1+j\frac{\omega}{\omega_i}} \right) \quad (3.67)$$

m'_e : Partie entière de m' .

$$m' = m'_e + m'_n \quad (3.68)$$

$$m'_e = \begin{cases} \text{Partie entière de } m' \text{ si } m' > 0 \\ \text{Partie entière de } (m' - 1) \text{ si } m' < 0 \end{cases} \quad (3.69)$$

$$m'_n = (m' - m'_e) \in [0,1] \quad (3.70)$$

N : L'ordre entier.

ω'_i Et ω_i : Les pulsations transitionnelles qui admettent une distribution récursive à travers les facteurs récurrents α et η , sont donnée par :

$$\begin{cases} \omega'_1 = \eta^{\frac{1}{2}} \omega_b \\ \eta = (\alpha \eta)^{1-m'_n} \\ \omega_1 = \alpha \omega'_1 \\ \alpha = (\alpha \eta)^{m'_n} \\ \omega'_{i+1} = (\alpha \eta)^i \omega'_1 \\ \omega_{i+1} = (\alpha \eta)^i \omega_1 \end{cases} \text{ avec } 1 \leq i \leq N - 1 \quad (3.71)$$

3.5 Conclusion

La commande CRONE est l'interprétation mathématique d'un phénomène qui existe dans la nature. Dans ce chapitre nous avons présenté les caractéristiques fréquentielles et les performances dynamique de cette commande et nous avons montré que la marge de phase, facteur d'amortissement et facteur de résonance dépendent exclusivement de l'ordre non entier de la commande, par conséquent, elle présente une robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du système. Nous avons également développé deux approches pour la synthèse du régulateur CRONE, la 1ere est l'approche Oustaloup et la 2eme est l'approche que nous avons proposée. Enfin, une approximation entière du régulateur non entier est donnée.

Chapitre 04

Résultats de Simulation de l'Application de la Commande CRONE dans le Filtrage Actif Parallèle

4.1 Introduction

La simulation des systèmes obtenus après étude théorique, est une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. L'objectif est d'étudier la validité fonctionnelle du filtre actif parallèle à travers plusieurs simulations. La simulation du système global (réseau électrique, charge non linéaire, FAP) est effectuée sous environnement Matlab/Simulink en utilisant également l'outil (toolbox) *SimPowerSystems*.

Dans ce chapitre nous allons présenter le schéma global de simulation, expliquer le cahier de charge, donner les différents résultats de simulation et enfin conclure sur les performances de la commande CRONE.

4.2 Schéma de simulation

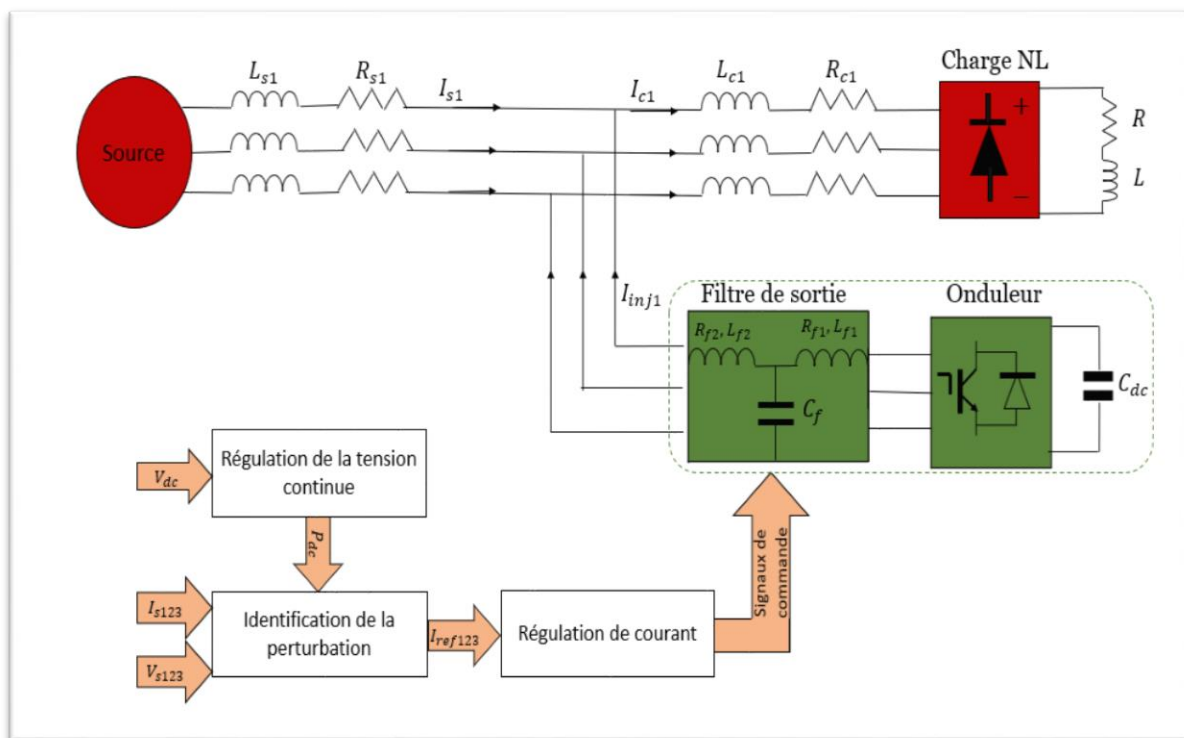


Fig 4.1 : Schéma global de simulation

La figure 4.1 donne le schéma global de simulation (pour plus de détails sur les schémas fonctionnels de chaque bloc, veuillez consulter le chapitre 2). La charge polluante est représentée par un pont redresseur triphasé à diodes alimentant une charge RL qui représente une charge non linéaire génératrice des courants harmoniques et qui consomme de la puissance réactive. Le réseau d'alimentation est un réseau triphasé équilibré modélisée par phase par une FEM sinusoïdale en série avec une inductance L_s et une résistance R_s . L'inductance L_c et la résistance R_c à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne. Le bloc FAP est constitué d'un onduleur à 3 bras et d'un filtre LCL.

Tous les paramètres de simulation sont regroupés dans la table 4.1 :

Table 4.1 : Les valeurs des paramètres de simulation [4].

Alimentation	Tension V_s	230 V
	Fréquence f	50 Hz
	Resistance R_s	0.25 mΩ
	Inductance L_s	19.4 μH
FAP	Condensateur de stockage C_{dc}	4.4 mF
	Tension de référence V_{dc}	840 V
	Les inductances (L_{f1}, L_{f2})	(90μH, 70μH)
	Les résistances (R_{f1}, R_{f2})	(5mF, 5mF)
	Condensateur C_f	200 μF
	Fréquence de commutation	16 kHz
Charge	Impédance de ligne (R_c, L_c)	(14.6mΩ, 155.6μH)
	Pont de Graetz + une charge (R, L)	(10Ω, 1mH)
	Pont de Graetz + une charge (R_d, L_d)	(60Ω, 10 ⁻⁵ H)

4.3 Cahier de charge

Ce cahier de charge a été fourni par le laboratoire d'accueil Quartz.

Les objectifs que nous cherchons à atteindre sont :

- La bande passante en boucle fermée doit vérifier les inégalités suivantes :

$$f_{h=50} = 2500 \text{ Hz} < f_{BP} \quad (4.1)$$

La fréquence de coupure en BF doit être plus grande que l'harmonique le plus élevé du signal de référence (relation (4.1)), de manière à ne pas influencer la compensation des harmoniques.

$$f_{BP} \ll \frac{f_e}{2} \quad (4.2)$$

La fréquence de coupure en BF doit vérifier la condition de Nyquist-Shannon donnée par la relation (4.2) pour pouvoir passer en échantillonner.

$$\frac{1}{3}f_{commutation} < f_{BP} < \frac{2}{3}f_{commutation} \quad (4.3)$$

La fréquence de coupure en BF doit vérifier la relation (4.3) pour que l'on puisse modéliser l'onduleur par un gain unitaire (Cette condition est le résultat des études expérimentales).

- La fonction de transfert entre le courant de référence et le courant injecté du FAP doit être unitaire en gain et avec un déphasage le plus faible possible sur une bande de fréquence de 0 à 2500 Hz pour que les harmoniques présentent dans le réseau s'annulent avec les harmoniques injectés par le FAP au point du raccordement.
- La robustesse en termes de stabilité, c'est-à-dire conserver la stabilité en BF pour une variation paramétrique du système.
- La robustesse en termes de performances, c'est-à-dire la rapidité et la précision de poursuite des références.
- Pour pouvoir maîtriser toute la bande de fréquence, le régulateur doit avoir un ordre qui est supérieur ou égale à celui du système. D'un autre côté, le régulateur doit être d'ordre le plus faible possible pour faciliter le passage en échantillonner. Par conséquent l'ordre 3 réalise un bon compromis entre ces deux exigences.
- Amélioration du THD.

4.4 Résultats de simulation avant branchement du FAP

Afin de confirmer les effets dus à la charge non linéaire (génération des courants harmoniques et consommation de la puissance réactive), nous considérons un réseau électrique connecté à une charge non linéaire sans branchement du filtre actif parallèle (figure 4.2) :

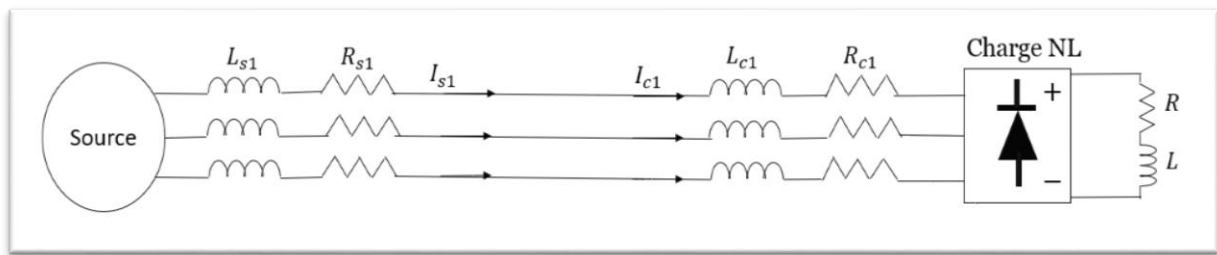


Fig 4.2 : Réseau électrique connecté à une charge non linéaire

Les figures 4.3, 4.4 et 4.5 montrent que le courant du réseau I_s et le courant de charge I_c sont identiques. Ils sont riches en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois qui sont générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 27.23%. Par conséquent, la puissance réactive consommée par cette charge non linéaire est importante et le facteur de puissance est inférieur à 1.

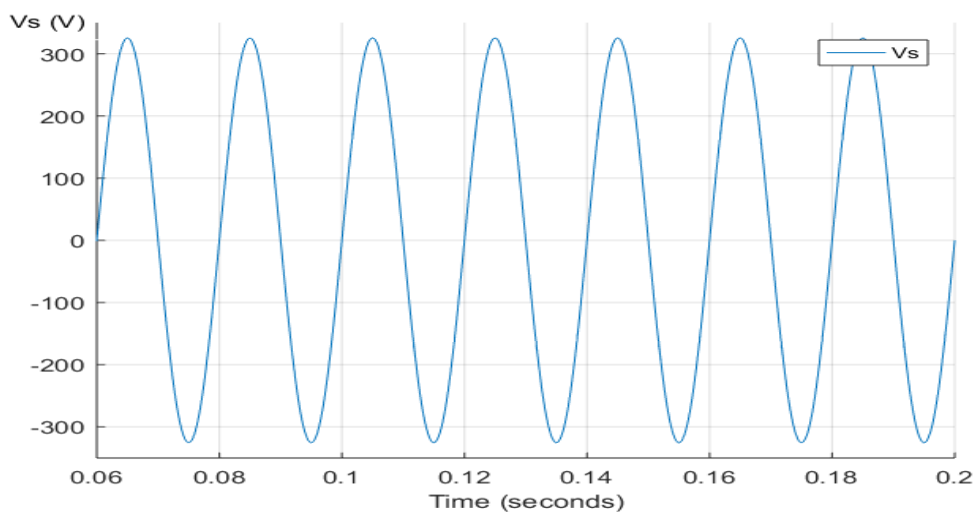


Fig 4.3 : Forme d'onde de la tension source (phase 1) avant la mise en service du FAP

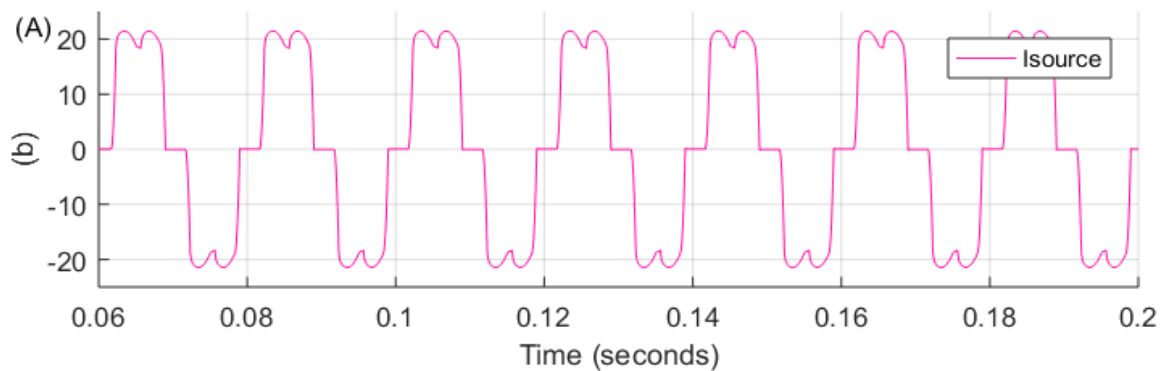
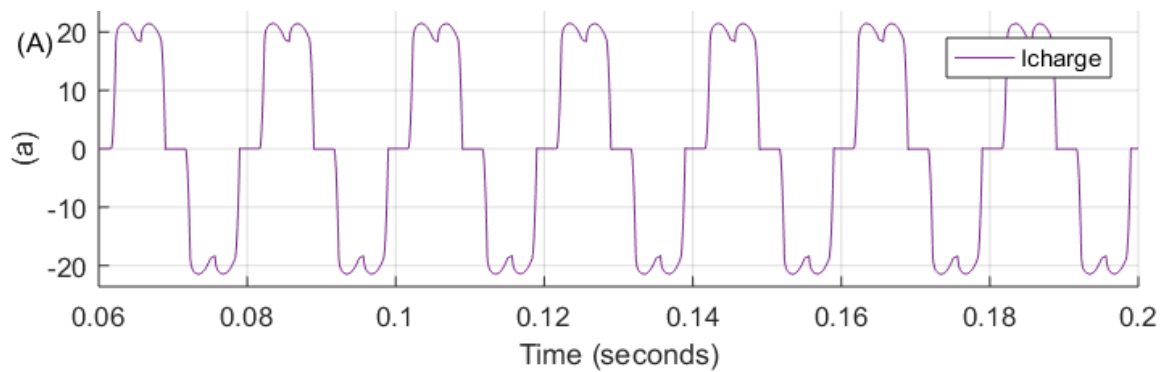


Fig 4.4 : Forme d'onde du courant (a) source (b) charge avant la mise en service du FAP

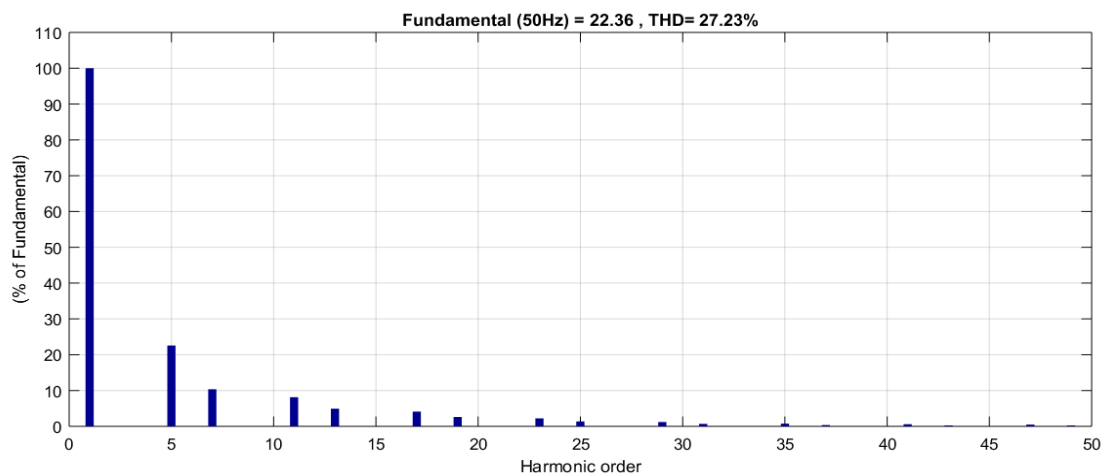


Fig 4.5 : Spectre fréquentiel du courant de source avant la mise en service du FAP

4.5 Résultats de simulation par l'approche Oustaloup

Dans cette partie nous allons donner les résultats de simulation trouvés après avoir introduit un régulateur CRONE à phase constante dans la boucle de régulation. Ce régulateur est synthétisé par l'approche Oustaloup.

Certains paramètres du régulateur sont calculés à partir des relations développées dans le chapitre 3. Par contre les autres paramètres qui ne peuvent pas être calculer analytiquement, ils ont été déterminés à partir des essais en simulation en cherchant toujours à satisfaire un compromis entre robustesse et performance.

Table 4.2 : Les paramètres du régulateur synthétisé par l'approche Oustaloup.

N	2
ω_u	4000 Hz
$[\omega_A, \omega_B]$	$[\frac{\omega_u}{\sqrt{3}}, \sqrt{3}\omega_u]$
$[\omega_b, \omega_h]$	$[\frac{\omega_A}{2.5}, 2.5\omega_B]$
φ_m	50

4.5.1 Résultats 1 : Sans variation paramétrique

Les résultats de simulation sont obtenus en utilisant les valeurs nominales des paramètres du filtre.

La fonction de sensibilité complémentaire est donnée par la relation (4.4) :

$$T_y = \frac{F_{BO}}{1+F_{BO}} \quad (4.4)$$

Tel que F_{BO} est la fonction de transfert en boucle ouverte.

T_y Est le transfert entre l'entrée qui est le signal de référence (courant de référence) et la sortie qui est le courant injecté. Le tracé du diagramme de BODE permet alors de voir le gain et le déphasage entre I_{ref} (courant de référence) et I_{inj} (courant injecté) (figure 4.6).

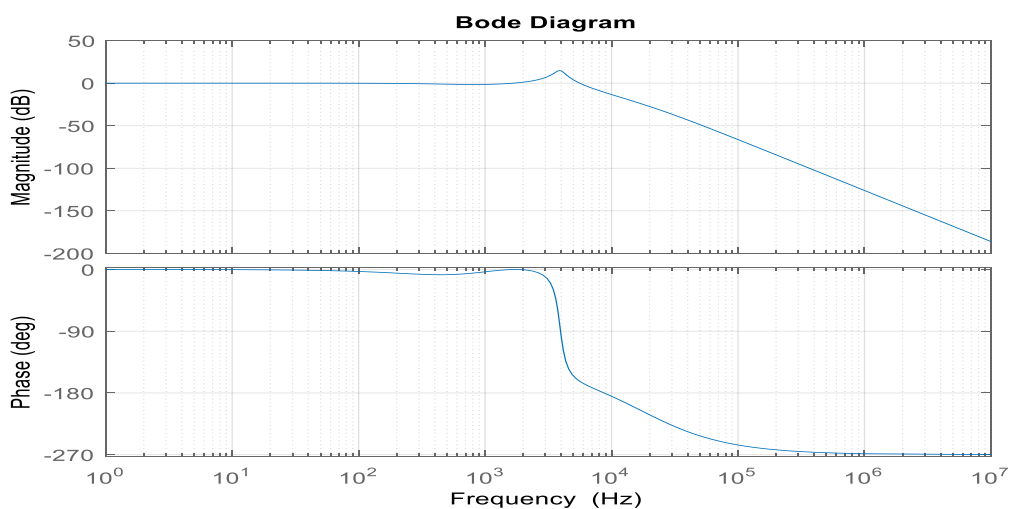


Fig 4.6 : Diagramme de BODE du transfert entrée I_{ref} sortie I_{inj} (Approche Oustaloup)

Sur le diagramme de gain de la figure 4.6 nous pouvons observer un dépassement en gain après la fréquence 2500Hz. Par conséquent ce dépassement n'a pas de conséquence sur la qualité de la compensation car cette fréquence est assez élevée et nous pouvons négliger ses effets. Nous constatons également que la bande passante est de 5600 Hz ce qui vérifie bien les conditions (4.1), (4.2) et (4.3).

Table 4.3 : Le gain et le déphasage entre I_{ref} et I_{inj}

F(Hz)	250	350	550	650	850	950	1150	1250	1450	1550
G(VA)	0.94	0.91	0.86	0.84	0.83	0.84	0.86	0.88	0.92	0.95
PH (°)	-6.2	-7.4	-7.4	-6.7	-4.8	-3.9	-2.2	-1.5	-0.5	-0.3

A partir de la table 4.3, nous pouvons constater que le déphasage est minimal pour les harmoniques de rang égal ou supérieur à 17. Cependant les 4 premiers harmoniques sont les plus prépondérants ce qui peut influencer la qualité de la poursuite. Nous remarquons également que le gain est relativement satisfaisant sur toute la bande des fréquences. En général, dans le cas d'un réseau électrique, nous pouvons négliger les courants harmoniques de rang supérieur à 31.

a) Compensation des courants harmoniques :

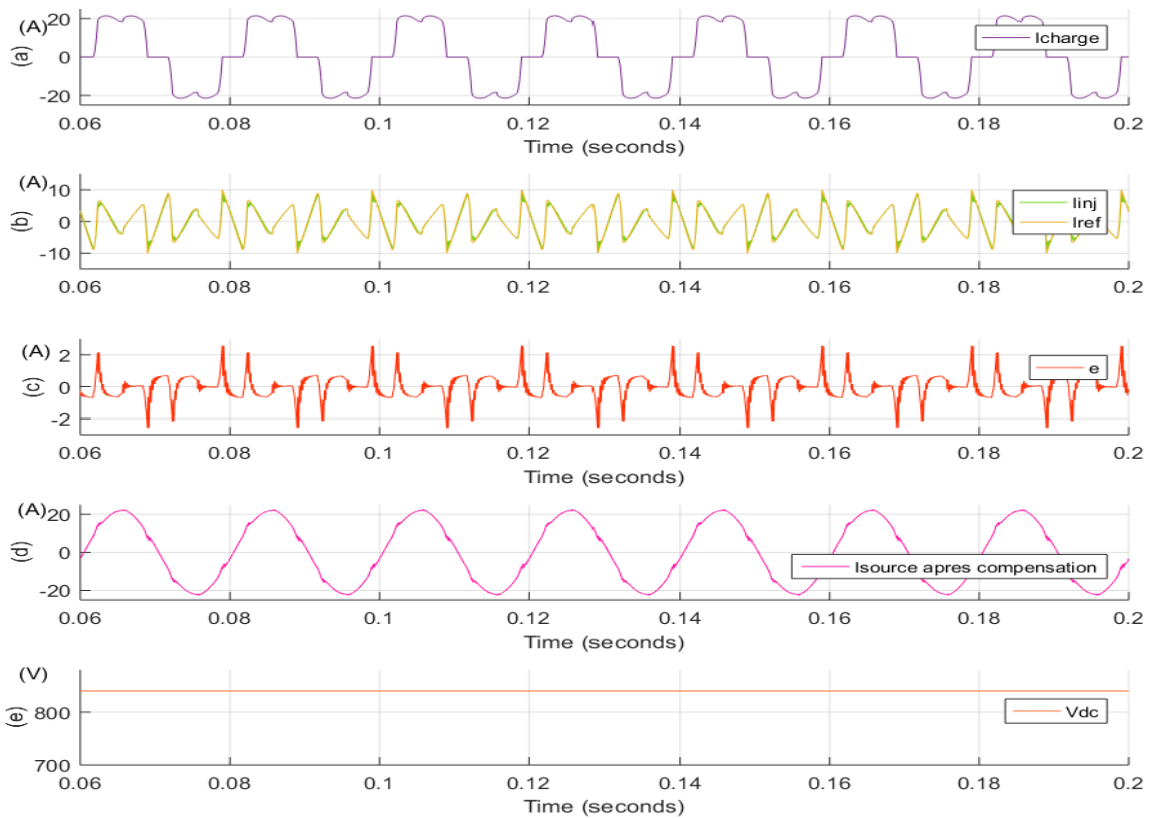


Fig 4.7 : Résultats de simulation pour la phase 1 : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension continue V_{dc}

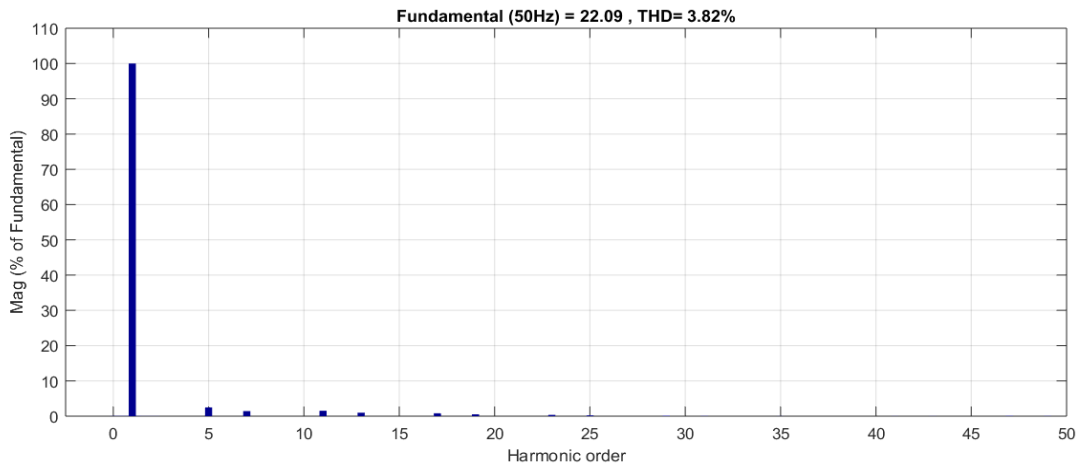


Fig 4.8 : Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques

A partir de la figure 4.7 (b) nous constatons que le courant injecté n'atteint pas souvent la même amplitude que le courant de référence d'autant plus l'existence d'un petit déphasage. Cela est confirmé en premier lieu par le signal d'erreur (figure 4.7-c) où nous pouvons voir qu'il y'a 2A de moins entre les deux courants à chaque pic, ainsi que par les résultats représentés dans la table 4.3.

La forme d'onde du courant de source après compensation (figure 4.7 d) est sinusoïdale et le THD est passé de 27.23% à 3.82%, ce qui confirme la bonne qualité du filtrage.

Par ailleurs, la tension continue V_{dc} (prise aux bornes du condensateur de stockage C_{dc}) arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dcref} fixée à 840 V dans notre cas, et ce, après un transitoire de l'ordre de 30 ms. (Voire chapitre 2)

b) Compensation des courants harmoniques et puissance réactive :

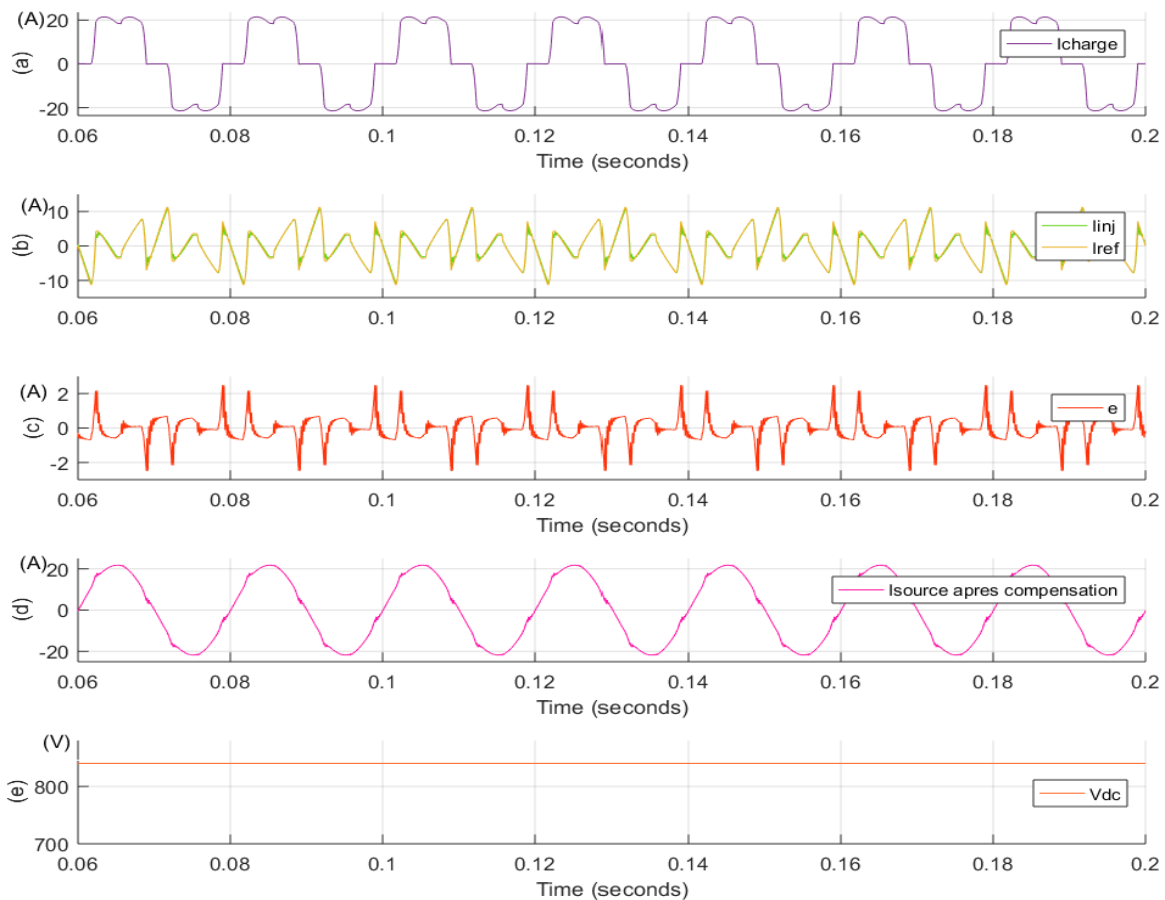


Fig 4.9 : Résultats de simulation pour la phase 1 après compensation de la puissance réactive : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension continue V_{dc}

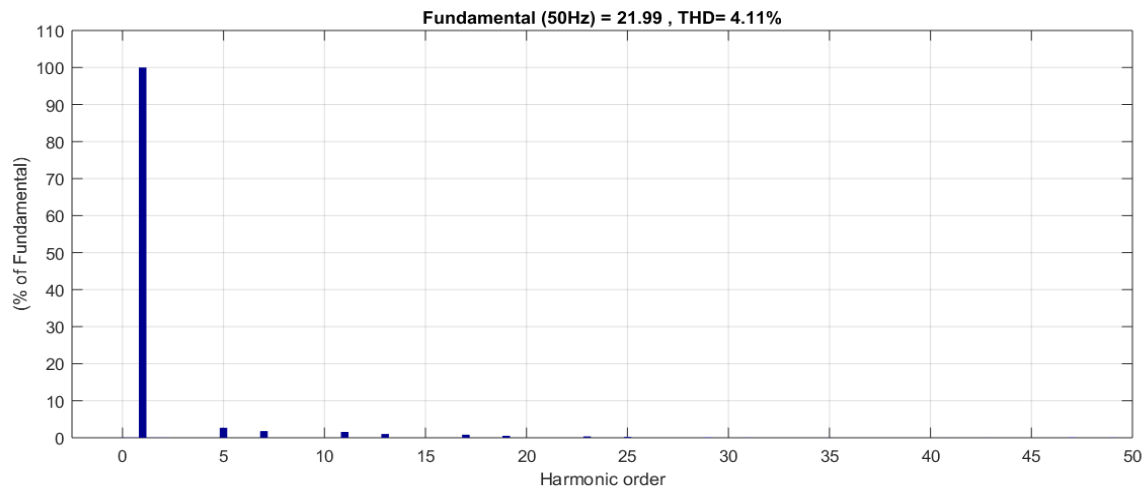


Fig 4.10 : Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive

A partir de la figure 4.9 nous remarquons que les formes d'onde du courant de référence, injecté et du courant de source, après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive, ont légèrement changé. Ce changement est mis en évidence par la figure 4.10. Le THD est passé de 3.82% à 4.11% ce qui est logique car la compensation de l'énergie réactive fait augmenter le THD. Voir [4]

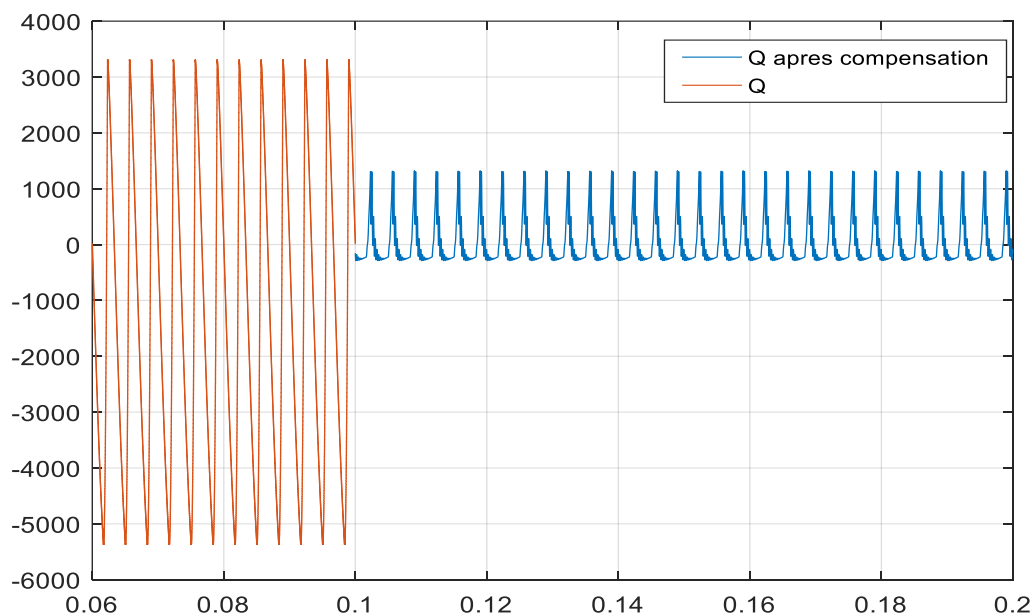


Fig 4.11 : Puissance instantanées réactive avant (rouge) et après compensation (bleu)

Nous remarquons que dès la mise en service du FAP à l'instant $t=0.1s$, il compense l'énergie réactive qui a été consommée par la charge non linéaire.

Calcul du facteur de puissance :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{Q^2+P^2}} \quad (4.5)$$

A partir des courbes de la puissance active instantanée et de la puissance réactive instantanée, nous avons calculé les valeurs moyennes :

$$\langle P \rangle = 10730 \text{ Et } \langle Q \rangle = 154.3$$

Le facteur de puissance trouvé est :

$$FP = 0.9999 \approx 1$$

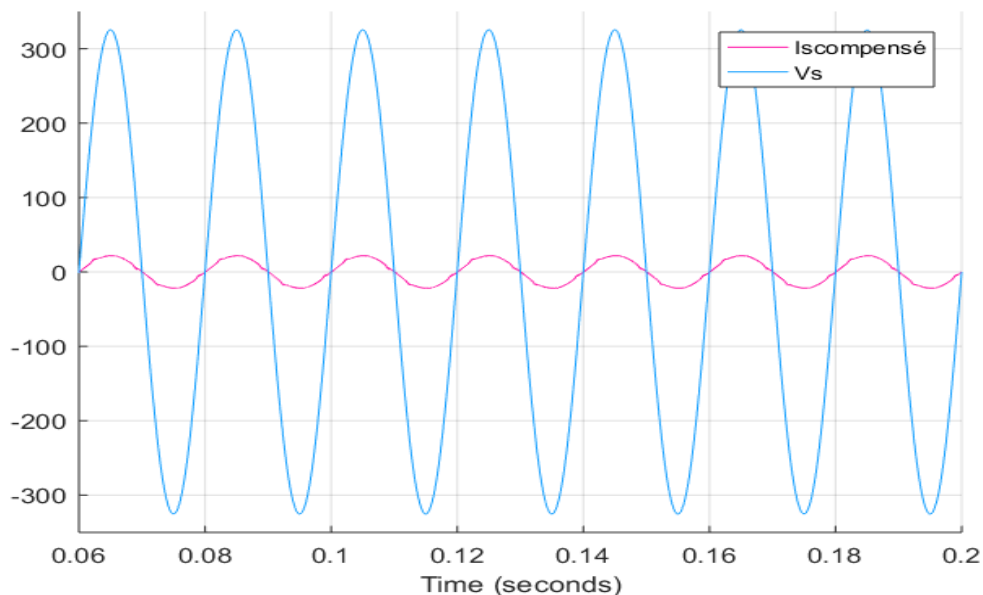


Fig 4.12 : Forme d'onde de la tension et du courant de source compensé (phase 1)

Le facteur de puissance est égal 1, par conséquent la tension et le courant sont en phase comme nous pouvons le voir sur la figure 4.12.

4.5.2 Résultats 2 : Variation paramétrique

Dans cette partie, nous allons vérifier la robustesse et les performances dynamiques de la boucle de régulation après une variation des valeurs nominales des paramètres du filtre LCL.

Pour une variation de 30% des valeurs nominales du filtre LCL :

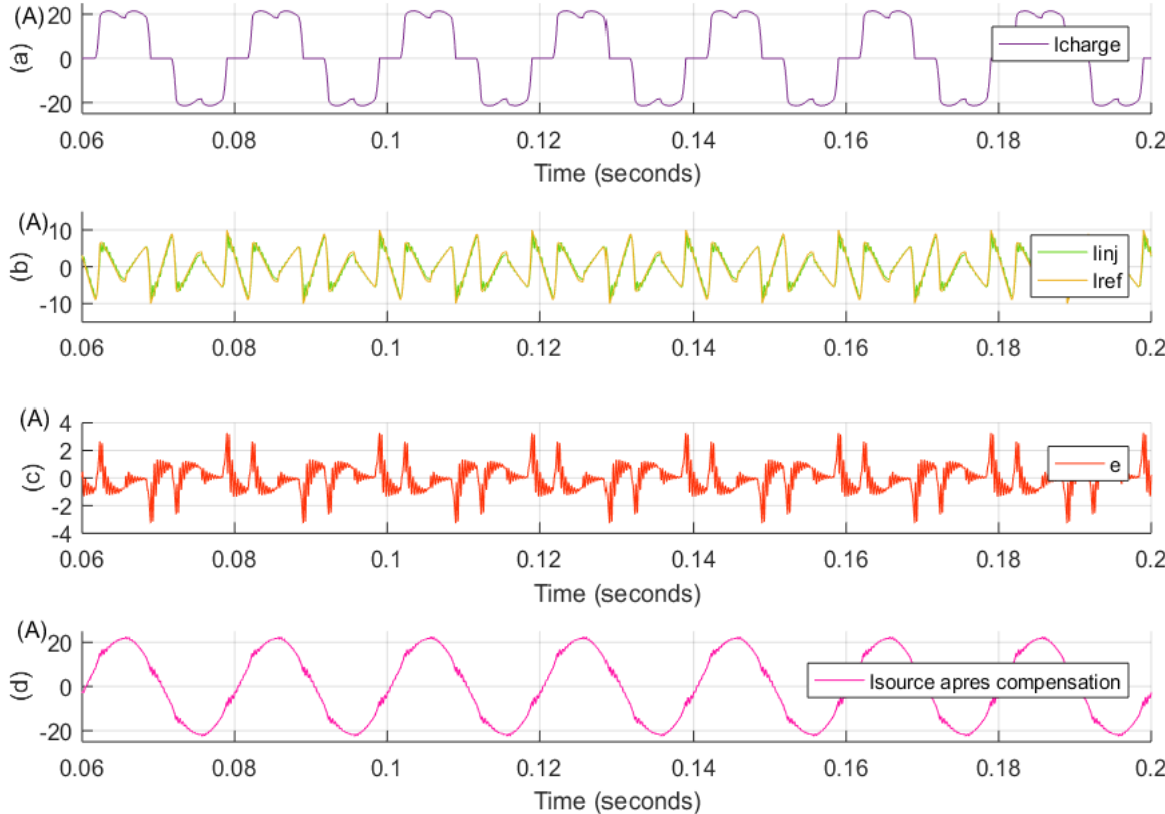


Fig 4.13 : Résultats de simulation pour la phase 1 (cas d'une variation paramétrique de 30%) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation

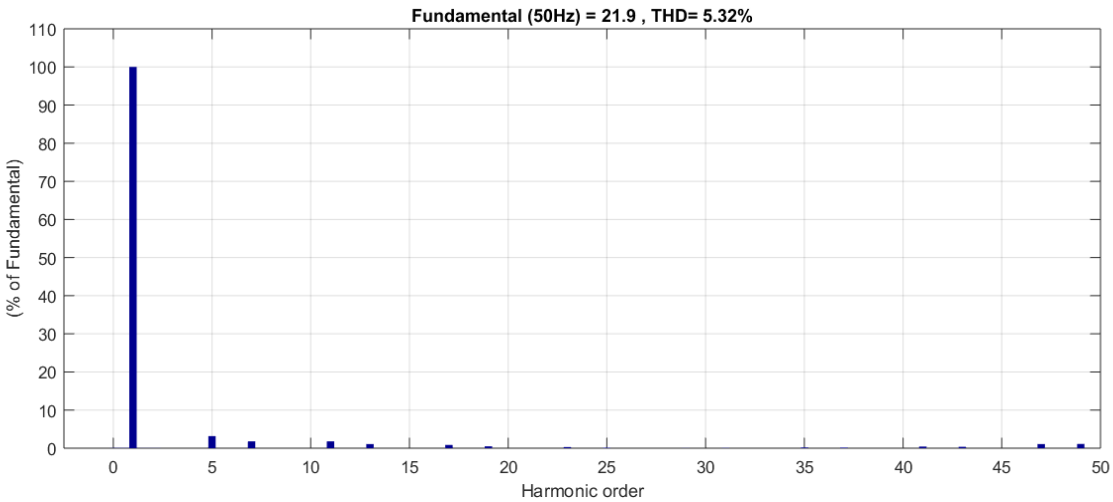


Fig 4.14 : Spectre fréquentiel du courant de source (cas d'une variation paramétrique de 30%)

A partir des deux figures 4.13 et 4.14 nous pouvons voir que l'erreur entre le courant de référence et le courant injecté a augmenté. De même pour le THD, il est passé de 3.82% à 5.32% pour une variation de 30% des paramètres nominaux du filtre LCL.

Par conséquent, la poursuite s'est un peu dégradée. Le THD trouvé respecte la norme IEEE 519-2014.

Par ailleurs, pour des variations supérieures à 65 %, Le régulateur n'assure plus la stabilité en boucle fermée.

4.5.3 Résultats 3 : variation de la charge

Pour étudier la robustesse et les performances dynamiques de la commande CRONE, nous allons rajouter une 2eme charge non linéaire (Pont de Graetz + une charge (R_d, L_d)) en parallèle avec la 1ere charge non linéaire à l'instant 0.1s

a) Compensation des courants harmoniques :

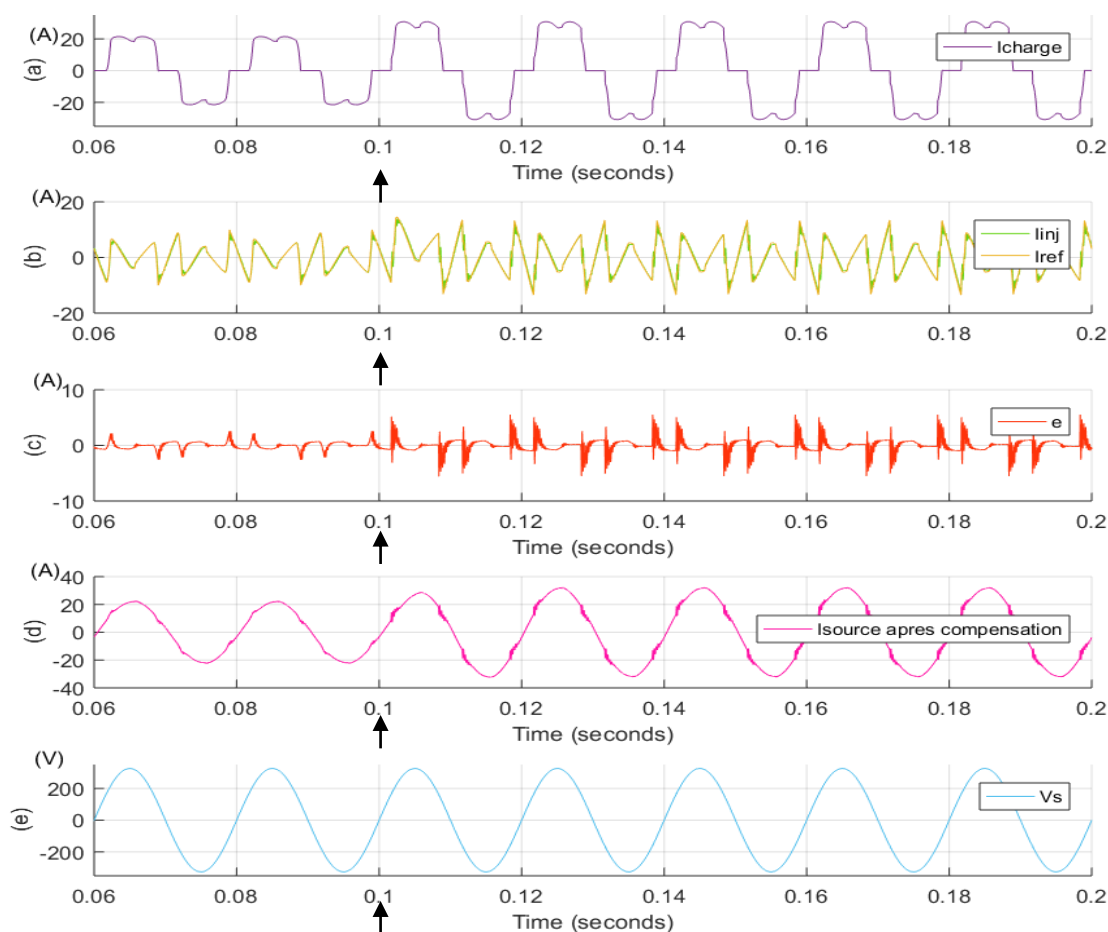


Fig 4.15 : Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension de source V_s

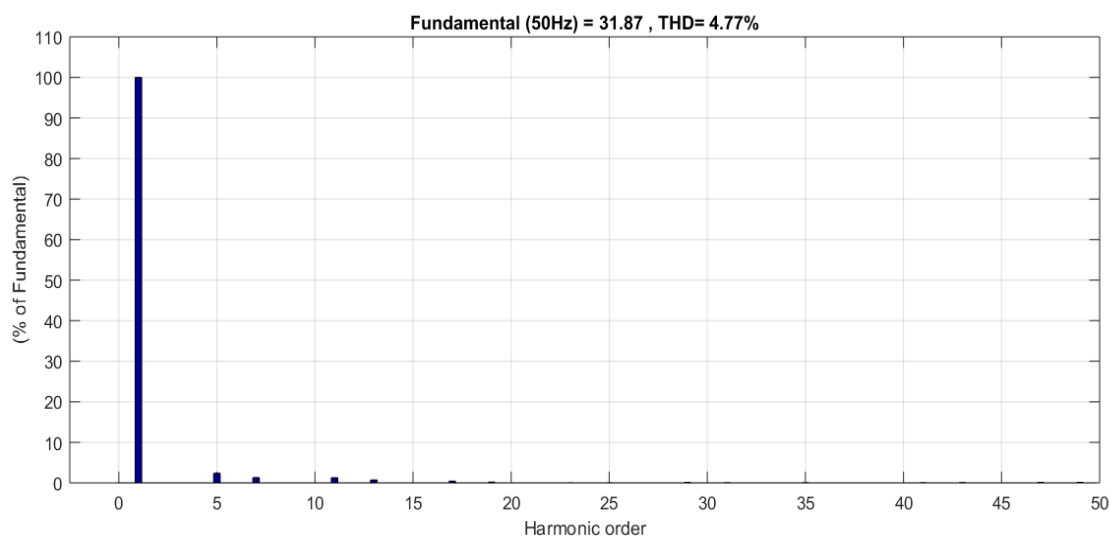


Fig 4.16 : Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge à l'instant 0.1s

La Figure 4.15 montre qu'à $t=0.1s$, le courant de charge subit une augmentation brusque, par conséquent le courant identifié (de référence) subit une variation, alors que celui de la source conserve sa dynamique et sa forme sinusoïdale avec l'apparition des ondulations ce qui est explicite sur les résultats présentés par la figure 4.16. Nous remarquons aussi qu'il n'y a aucune perturbation au niveau de la tension de source.

b) Compensation des courants harmoniques et puissance réactive :

A partir de la figure 4.17 nous remarquons que les formes d'onde du courant de référence, injecté et du courant de source, après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive, ont légèrement changé par rapport à ceux présentés par la figure 4.15. Ce changement est mis en évidence par la figure 4.18. Le THD est passé de 4.77% à 4.98% ce qui est logique car la compensation de l'énergie réactive augmente le THD.

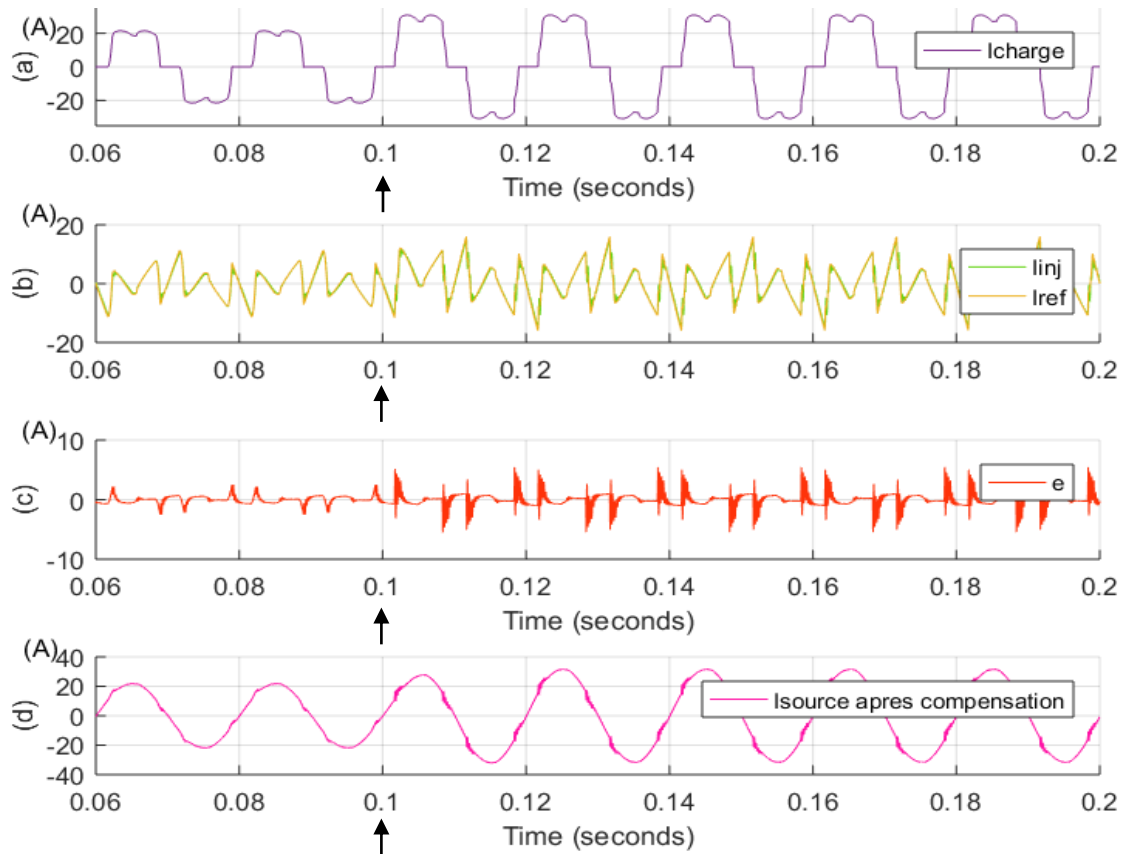


Fig 4.17 : Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s et compensation de l'énergie réactive : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation

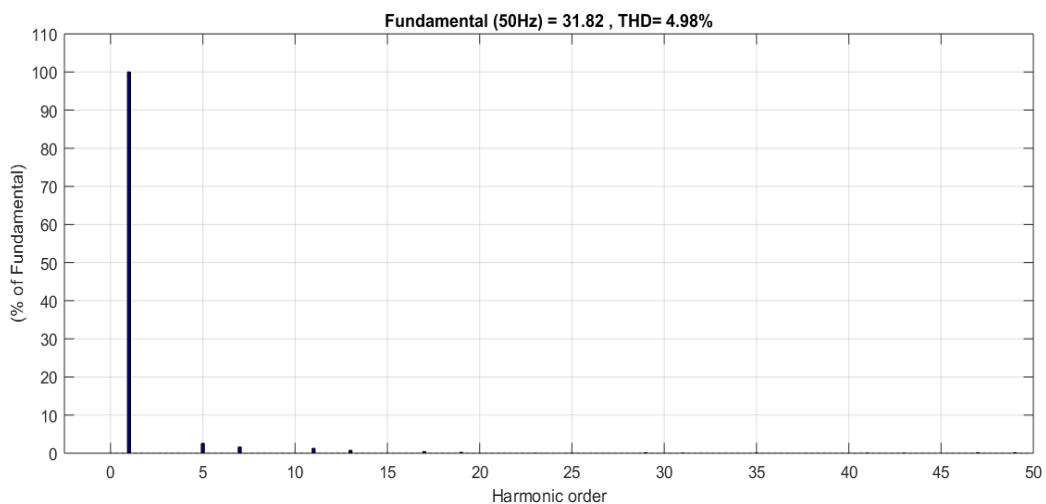


Fig 4.18 : Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge et compensation de l'énergie réactive

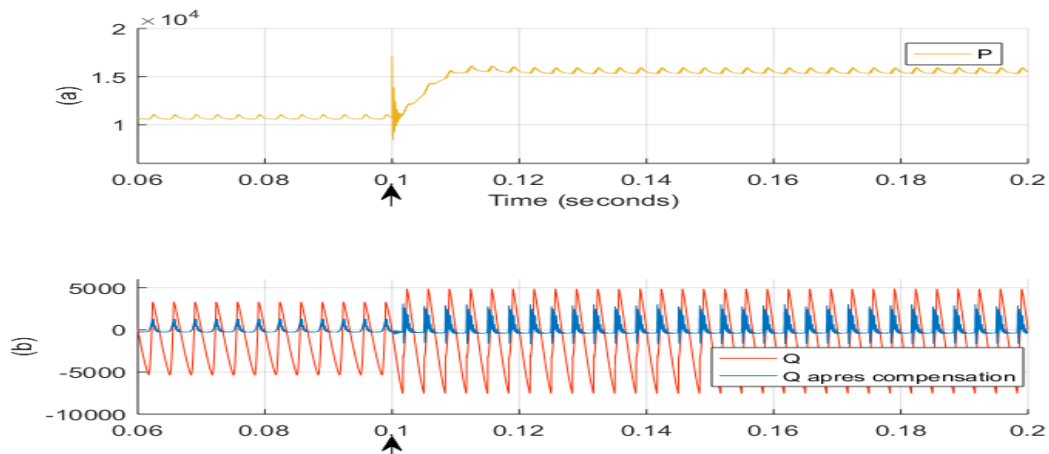


Fig 4.19 : Puissances instantanées active et réactive après compensation et avec une variation de la charge à l' instant $t=0.1s$

Lors de la variation de charge à $t=0.1s$, une puissance active supplémentaire est délivrée par la source. De même, l'énergie réactive instantanée a subi une petite augmentation qui est dû à la présence des éléments qui consomme de la puissance réactive dans la 2eme charge.

A partir des courbes de la puissance active instantanée et de la puissance réactive instantanée, nous avons calculé les valeurs moyennes :

$$\langle P \rangle = 15520 \text{ Et } \langle Q \rangle = 316.9$$

Le facteur de puissance trouvée est :

$$FP = 0.9999 \approx 1$$

Le facteur de puissance est égal 1, par conséquent la tension et le courant sont en phase.

4.6 Résultats de simulation par l'approche proposée

Dans cette partie nous allons donner les résultats de simulation trouvée après avoir introduit un régulateur CRONE à phase constante dans la boucle de régulation. Ce régulateur est synthétisé par l'approche que nous avons proposée au chapitre 3.

Certains paramètres du régulateur sont calculés à partir des relations développées dans le chapitre 3. Par contre les autres paramètres qui ne peuvent pas être calculé analytiquement, ils ont été déterminés à partir des essais en simulation en cherchant toujours à satisfaire un compromis entre robustesse et performance.

Table 4.4 : Les paramètres du régulateur synthétisé par l'approche proposée.

N	2
R_0	8
$[\omega_A, \omega_B]$	$\left[\frac{\omega_u}{\sqrt{30}}, \sqrt{30}\omega_u\right]$
$[\omega_b, \omega_h]$	$\left[\frac{\omega_A}{10}, 10\omega_B\right]$
φ_m	80
ω_u	128 kHz

4.6.1 Résultats 1 : Sans variation paramétrique

Le tracé du diagramme de BODE permet de voir le gain et le déphasage entre I_{ref} (courant de référence) et I_{inj} (courant injecté), comme le montre la figure 4.20 :

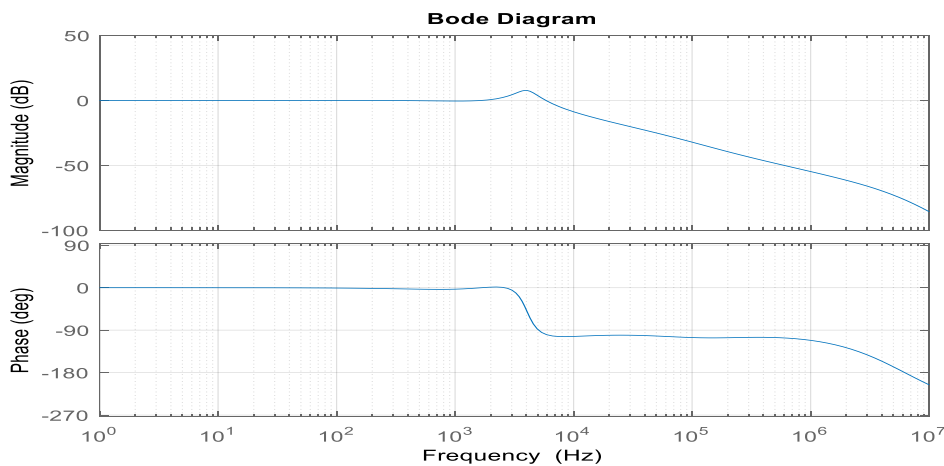


Fig 4.20 : Diagramme de BODE du transfert entrée I_{ref} sortie I_{inj} (Approche proposée)

Sur le diagramme de gain de la figure 4.20 nous pouvons observer un petit dépassement en gain (de 2.4 en valeur absolu) à la fréquence 3860Hz. Par conséquent ce dépassement n'a pas de conséquence sur la qualité de compensation car cette fréquence est assez élevée et nous pouvons négliger ses effets. Nous constatons également que la bande passante est de 5800 Hz ce qui vérifie bien les conditions (4.1), (4.2) et (4.3).

Table 4.5 : Le gain et le déphasage entre I_{ref} et I_{inj} (Approche proposée)

F(Hz)	250	350	550	650	850	950	1150	1250	1450	1550
G(VA)	1	0.99	0.97	0.96	0.95	0.95	0.94	0.95	0.97	0.98
PH (°)	-1.8	-2.5	-3.3	-3.5	-3.5	-3.3	-2.6	-2.2	-1.1	-0.7

A partir de la table 4.5, nous pouvons constater que le déphasage est très petit surtout pour les 4 premiers harmoniques contrairement aux résultats trouvés par l'approche Oustaloup (table 4.3). Nous remarquons également que le gain est très satisfaisant sur toute la bande de fréquences. Ces résultats montrent que nous avons une très bonne poursuite. En effet, dans le cas de notre système, nous constatons que l'approche proposée constitue une amélioration de celle d'Oustaloup.

a) Compensation des courants harmoniques :

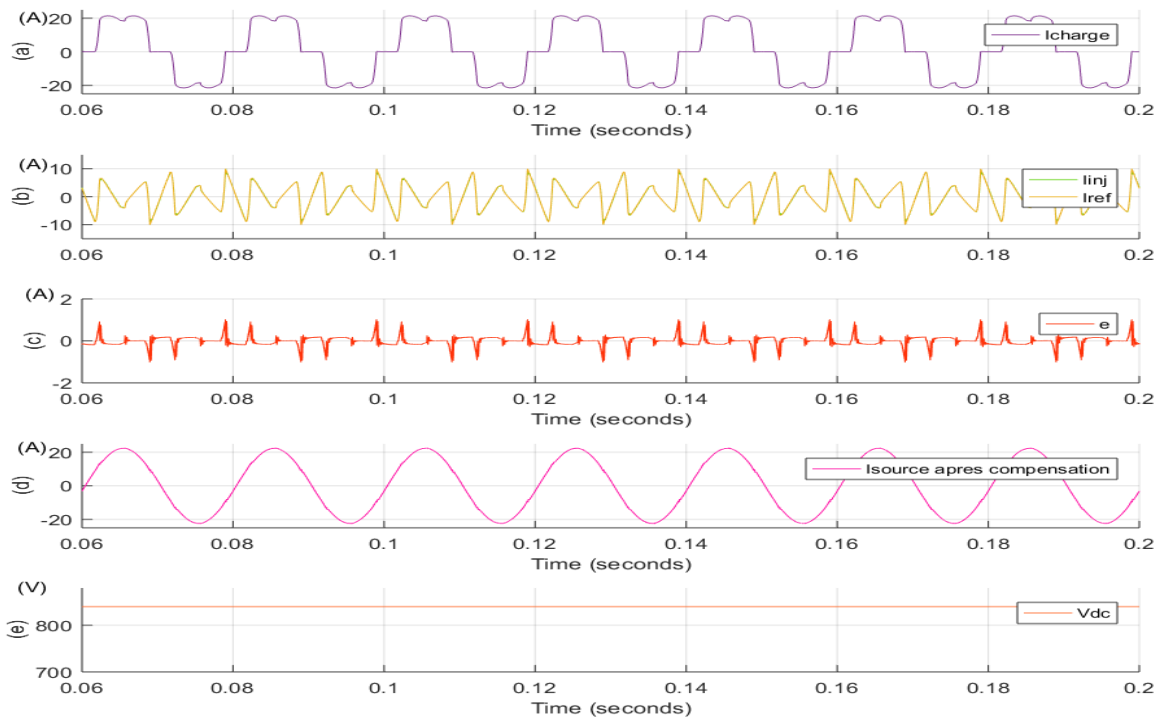


Fig 4.21 : Résultats de simulation pour la phase 1 (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension continue V_{dc}

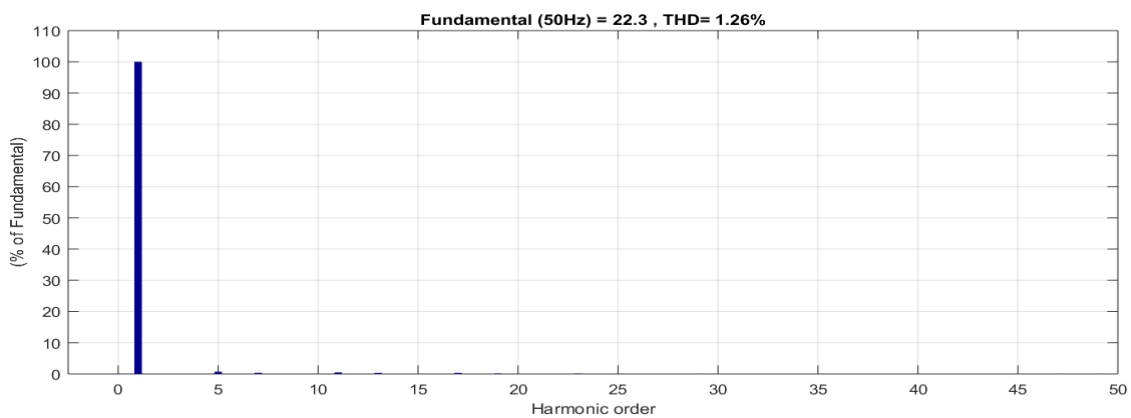


Fig 4.22 : Spectre fréquentiel du courant de la source après compensation des courants harmoniques (Approche proposée)

La figure 4.21 montre qu'il y'a une très bonne poursuite entre le courant injecté et le courant de référence. Cela est confirmé en premier lieu par le signal d'erreur (figure 4.21-c) où nous pouvons voir que l'erreur est très petite comparée à celle trouvée par l'approche Oustaloup, ainsi que par les résultats représentés dans la table 4.5.

Par ailleurs, la forme d'onde du courant de source après compensation (figure 4.21 c) est sinusoïdale et le THD est passé de 27.23% à 1.26%, ce qui confirme la très bonne qualité du filtrage.

b) Compensation des courants harmoniques et puissance réactive :

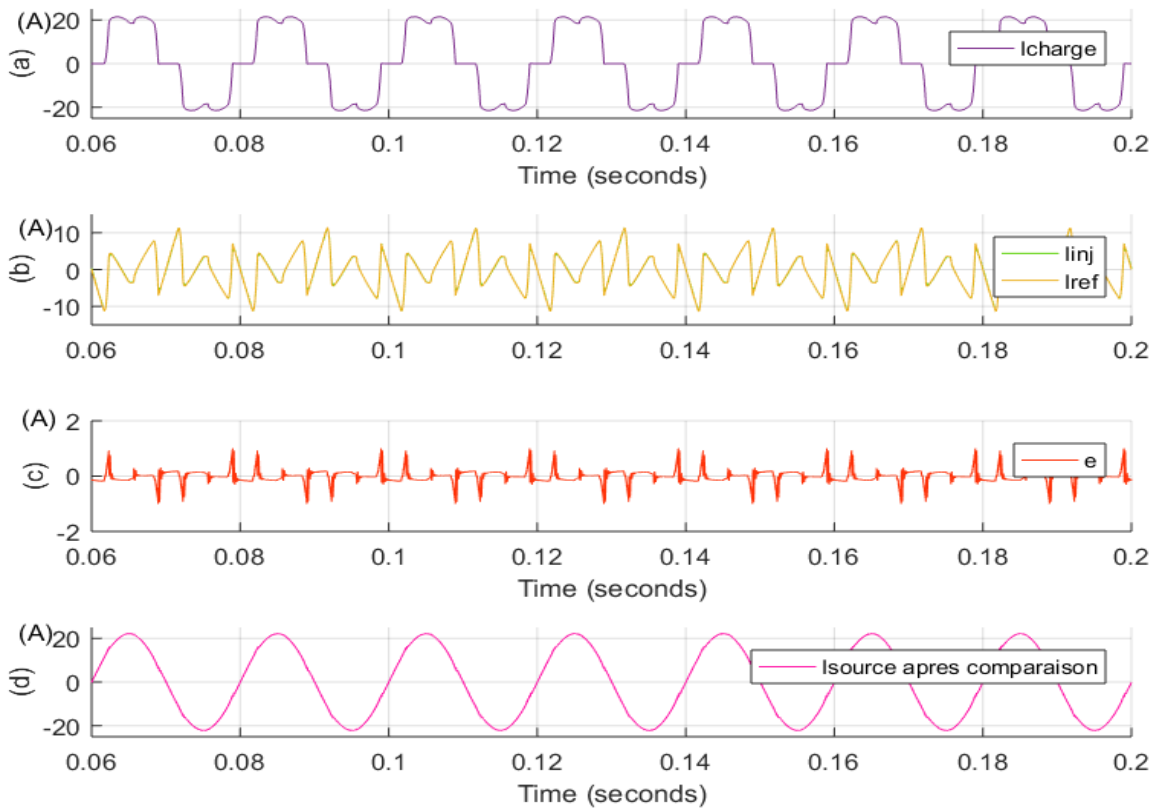


Fig 4.23 : Résultats de simulation pour la phase 1 après compensation de la puissance réactive (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation

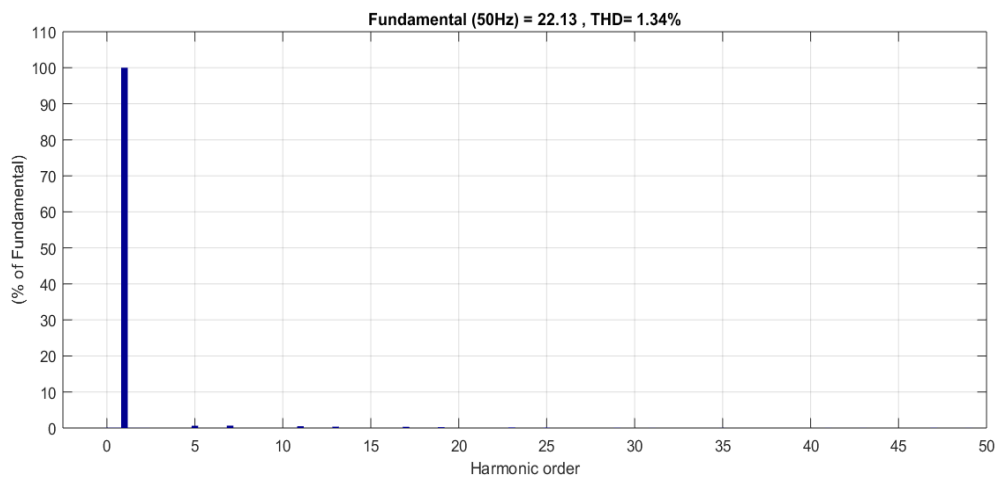


Fig 4.24 : Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive (Approche proposée)

A partir de la figure 4.23 nous remarquons que les formes d'onde du courant de référence, injecté et du courant de source, après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive, ont légèrement changé. Ce changement est mis en évidence par la figure 4.24. Le THD est passé de 1.26% à 1.34% ce qui confirme que malgré l'augmentation du THD, nous avons une très bonne compensation des harmoniques et de l'énergie réactive.

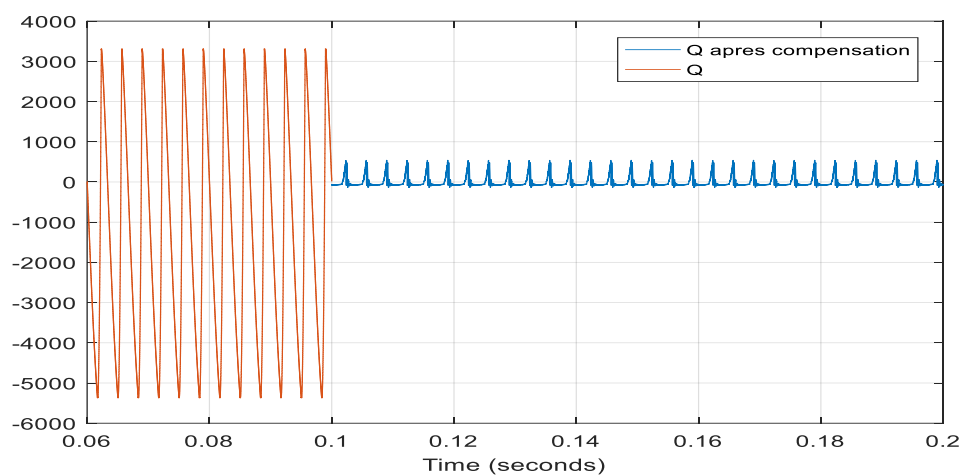


Fig 4.25 : Puissance instantanées réactive avant (rouge) et après compensation (bleu) (Approche proposée)

Nous remarquons que dès la mise en service du FAP à l'instant $t=0.1s$, il compense l'énergie réactive qui a été consommée par la charge non linéaire.

A partir des courbes de la puissance active instantanée et de la puissance réactive instantanée, nous avons calculé les valeurs moyennes :

$$\langle P \rangle = 10750 \text{ Et } \langle Q \rangle = 77.77$$

Le facteur de puissance trouvée est :

$$FP = 0.9999 \approx 1$$

Le facteur de puissance est égal 1, par conséquent la tension et le courant sont en phase.

4.6.2 Résultats 2 : variation paramétrique

Dans cette partie, nous allons vérifier la robustesse et les performances dynamiques de la boucle de régulation après une variation des valeurs nominales des paramètres du filtre LCL.

Pour une variation de 30% des valeurs nominales du filtre LCL :

A partir des deux figures 4.26 et 4.27 nous remarquons que le THD a augmenté, il est passé de 1.26% à 2.74%. Malgré la variation de 30% des paramètres nominales du filtre LCL, nous avons une très bonne poursuite.

Par ailleurs, pour des variations supérieures à 45 %, Le régulateur n'assure plus la stabilité en boucle fermée.

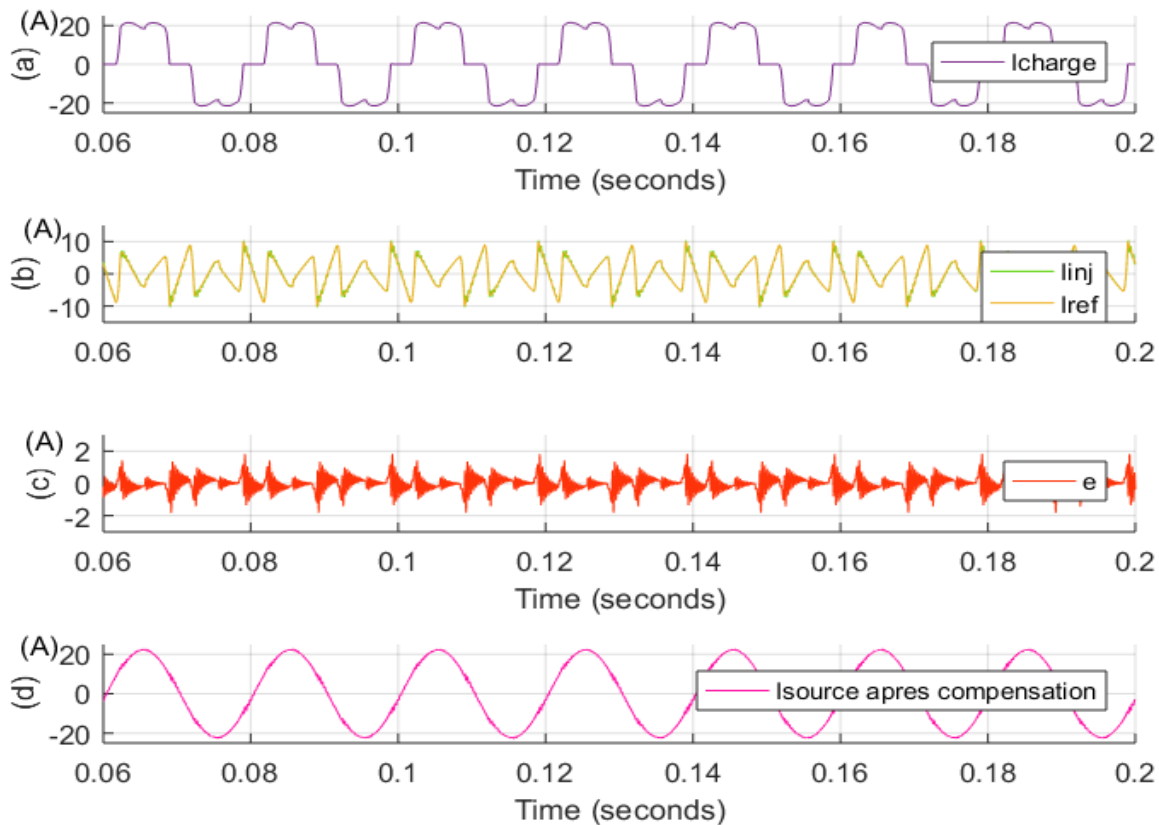


Fig 4.26 : Résultats de simulation pour la phase 1 (cas d'une variation paramétrique de 30% - Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation

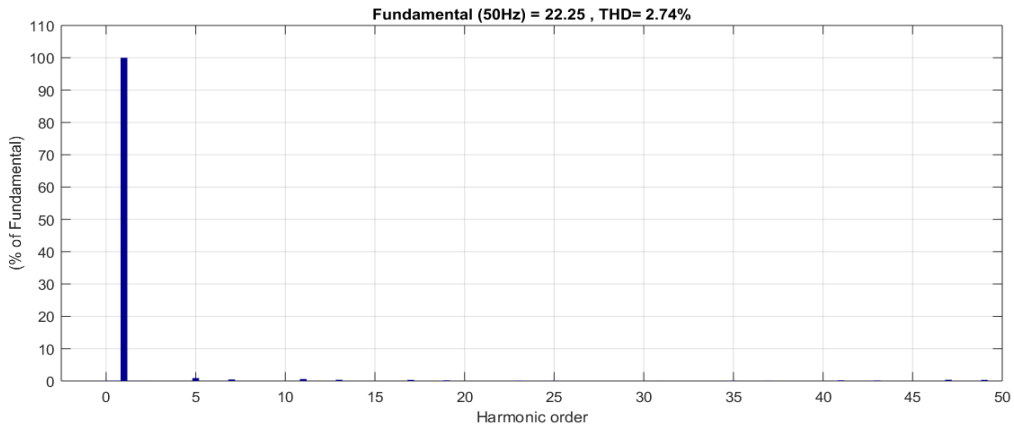


Fig 4.27 : Spectre fréquentiel du courant de source (cas d'une variation paramétrique de 30% - Approche proposée)

4.6.3 Résultats 3 : variation de la charge

Pour étudier la robustesse de la commande, nous allons rajouter une 2eme charge non linéaire (Pont de Graetz + une charge (R_d, L_d)) en parallèle avec la 1ere charge non linéaire à l'instant 0.1s.

a) Compensation des courants harmoniques :

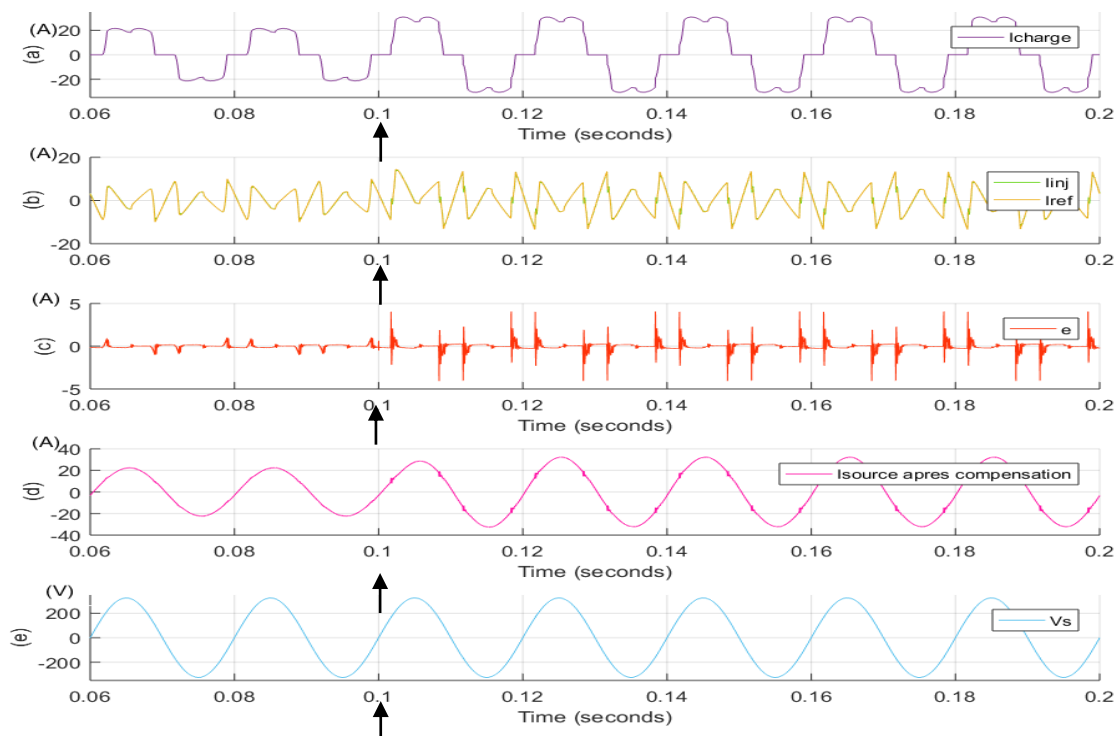


Fig 4.28 : Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation (e) tension de source V_s

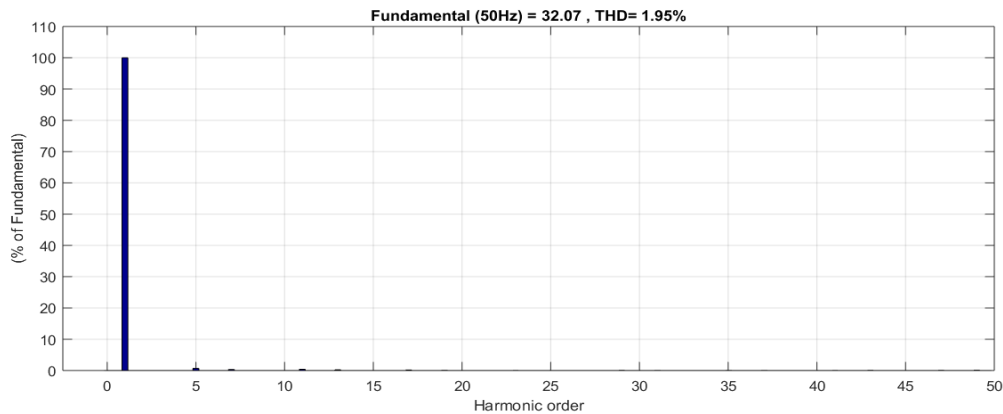


Fig 4.29 : Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge (Approche proposée)

La Figure 4.28 montre qu'à $t=0.1s$, le courant de charge subit une augmentation brusque, par conséquent le courant identifié (de référence) subit une variation, alors que celui de la source conserve sa dynamique et sa forme sinusoïdale avec un THD de 1.95% (figure 4.29). Ce résultat montre que nous avons une très bonne compensation des courants harmoniques malgré la variation de charge. Nous remarquons aussi qu'il n'y a aucune perturbation au niveau de la tension de source.

b) Compensation des courants harmoniques et puissance réactive :

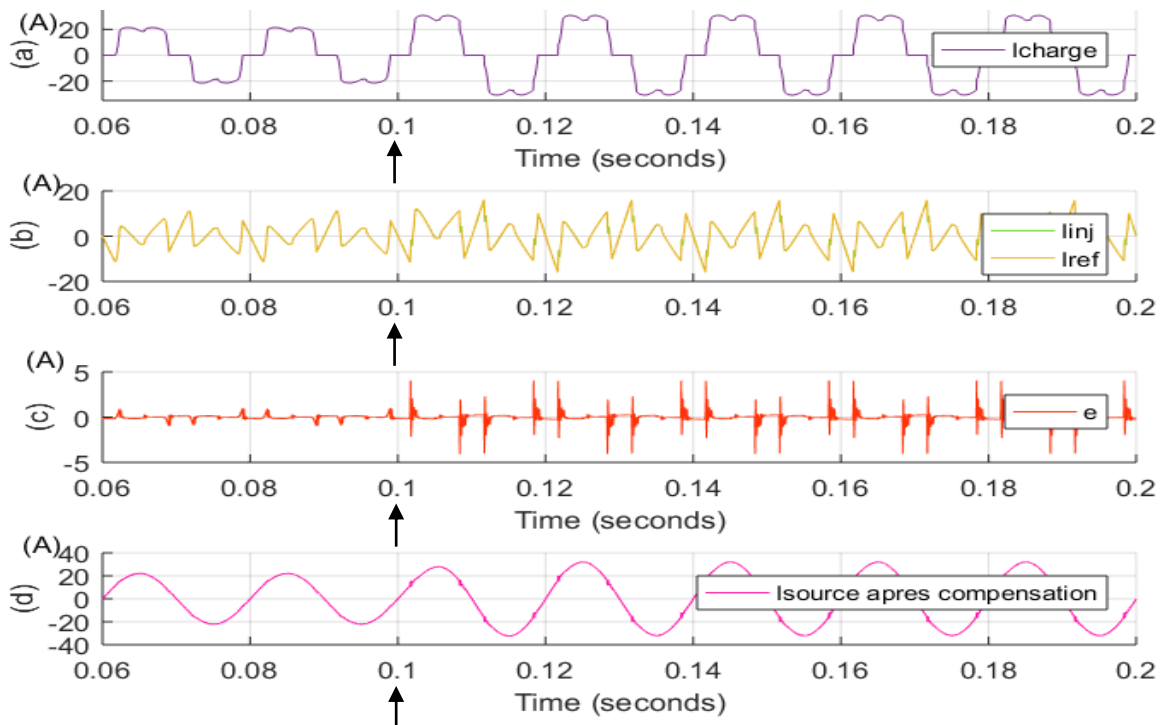


Fig 4.30 : Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s et compensation de l'énergie réactive (Approche proposée) : (a) courant de la charge (b) courant injecté en vert et courant de référence en jaune (c) signal d'erreur (d) courant de source après compensation

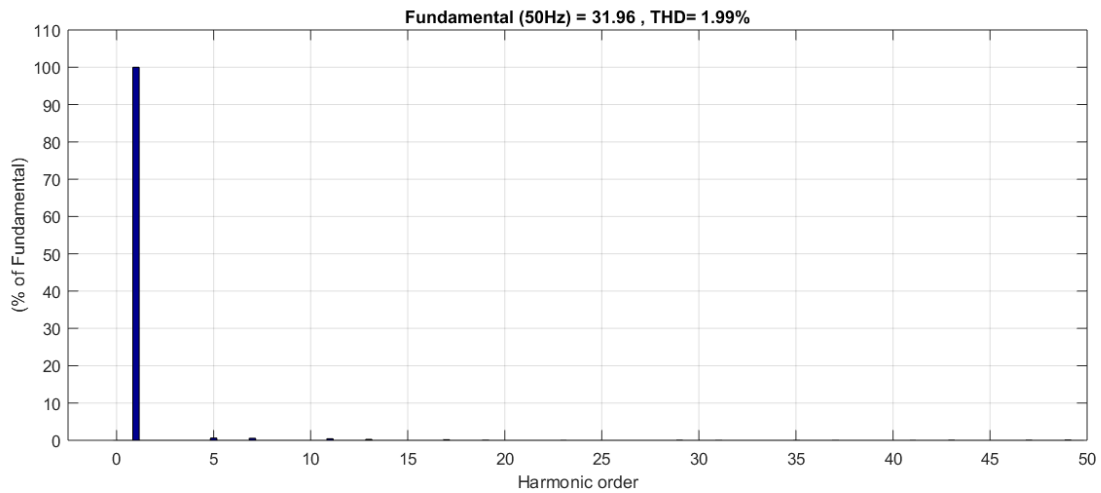


Fig 4.31 : Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge et compensation de l'énergie réactive (Approche proposée)

A partir de la figure 4.30 nous remarquons que les formes d'ondes après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive, ont subi un très petit changement par rapport à ceux présentés par la figure 4.26. Ce changement est mis en évidence par la figure 4.31. Le THD est passé de 1.95% à 1.99% ce qui est négligeable et confirme que nous avons une très bonne compensation des harmoniques et de la puissance réactive.

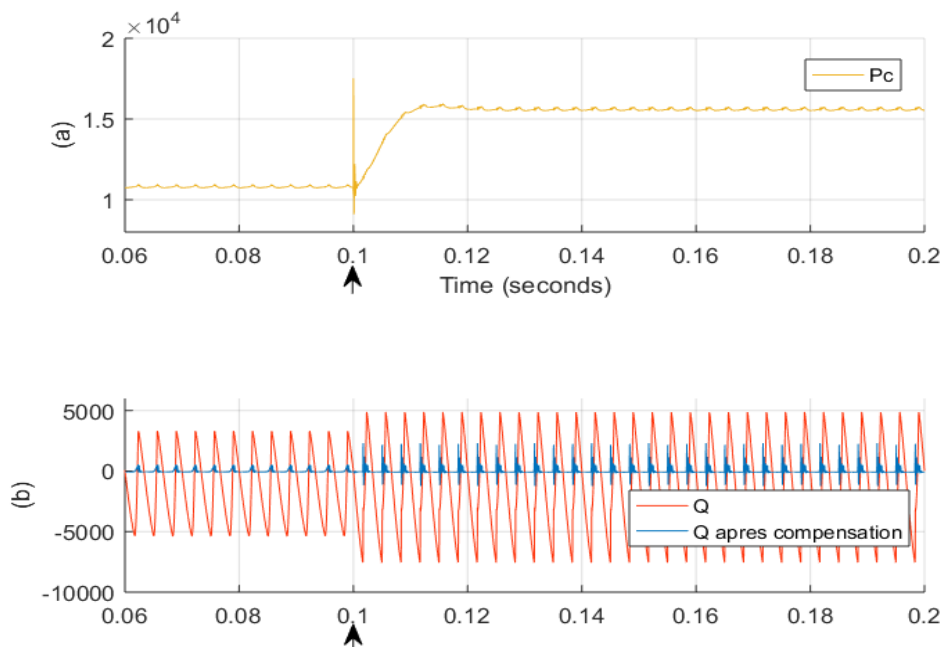


Fig 4.32 : Puissances instantanées active (a) et réactive (b) après compensation et avec une variation de la charge à l'instant $t=0.1s$ (Approche proposée)

Lors de la variation de charge à $t=0.1s$, une puissance active supplémentaire est délivrée par la source. De même, l'énergie réactive instantanée a subi une petite

augmentation qui est dû à la présence des éléments qui consomme de la puissance réactive dans la 2eme charge.

A partir des courbes de la puissance active instantanée et de la puissance réactive instantanée, nous avons calculé les valeurs moyennes :

$$\langle P \rangle = 15530 \text{ Et } \langle Q \rangle = 115.2$$

Le facteur de puissance trouvée est :

$$FP = 0.9999 \approx 1$$

Le facteur de puissance est égal 1, par conséquent la tension et le courant sont en phase.

4.7 Bilan de simulation

La table 4.6 regroupe tous les résultats de simulation décrit par le cahier de charge

Table 4.6 : Comparaison des performances des deux approches

	Approche Oustaloup	Approche Proposée
Performances dynamiques	Bonne	Très Bonne
Robustesse en stabilité	Très Bonne	Bonne
THD (Pour les valeurs nominales)	3.82%	1.26%
THD (Après variation paramétrique)	5.32%	2.74%
THD (Après variation de la charge)	4.77%	1.95%

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation des deux approches de synthèse du régulateur CRONE à phase constante.

La 1ere approche est l'approche Oustaloup, elle permet d'avoir une commande très robuste en stabilité avec une bonne poursuite. Cependant après une variation paramétrique ou une variation de la charge, la poursuite se dégrade ce qui se traduit par un THD relativement élevé. Ce THD respecte toujours la norme IEEE 519-2014.

La 2eme approche est l'approche que nous avons proposée au chapitre 3, elle permet d'avoir une commande robuste en stabilité avec une très bonne poursuite. Même après une variation paramétrique ou une variation de la charge nous avons toujours une très bonne poursuite qui se traduit par un petit THD.

Chapitre 5

Méthode d'amortissement de la résonance du filtre LCL

5.1 Introduction

La sortie de l'onduleur d'un FAP est une tension qui contient non seulement la tension fondamentale et les harmoniques, mais aussi une tension indésirable due à la fréquence de commutation, par conséquent un filtre de sortie est nécessaire pour limiter l'ondulation du courant.

Généralement nous utilisons un filtre LCL comme filtre de sortie. Une inductance totale plus petite à celle des filtres L ou LC peut être adoptée pour satisfaire l'atténuation des composants harmoniques dû à la fréquence de commutation.

Malgré ces avantages, le filtre LCL a ses propres inconvénients. Une plus grande attention a été accordée à l'instabilité possible du système causée par l'impédance nulle à la fréquence de résonance, en particulier si une certaine tension/courant harmonique est proche de cette fréquence. De ce fait, des techniques d'amortissement de la résonance doivent être introduites.

Une façon de réduire la résonance du système est d'ajouter un circuit d'amortissement passif au filtre. Ce circuit d'amortissement peut être purement résistif ou plus complexe, composé d'une combinaison de résistances, condensateurs et inductances. Bien que cette méthode présente des avantages comme la simplicité, elle présente aussi des inconvénients comme l'augmentation des pertes par effet joule, ce qui entraîne des coûts supplémentaires.

Une option plus intéressante pour atténuer le pic de résonance du filtre LCL consiste en l'utilisation de l'amortissement actif. Ces méthodes modifient l'algorithme de commande, afin de stabiliser le système sans augmenter les pertes.

Dans ce travail, l'accent est mis davantage sur l'amortissement actif.

5.2 Fréquence de résonance du filtre LCL

A partir des relations (2.4), (2.5) et (2.6) établi au chapitre 2, nous pouvons schématiser le filtre LCL par le schéma fonctionnel suivant :

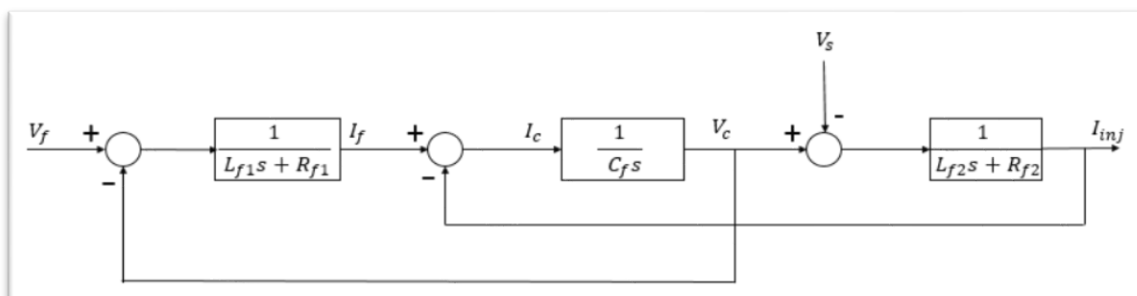


Fig 5.1 : Schéma fonctionnel du filtre LCL

Les valeurs des résistances sont très petites, alors pour des raisons de simplification nous les négligeons.

La fréquence de résonance f_{res} du système est alors donnée par la relation (5.1) :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_{f1}L_{f2}C_f}{L_{f1}+L_{f2}}}} \quad (5.1)$$

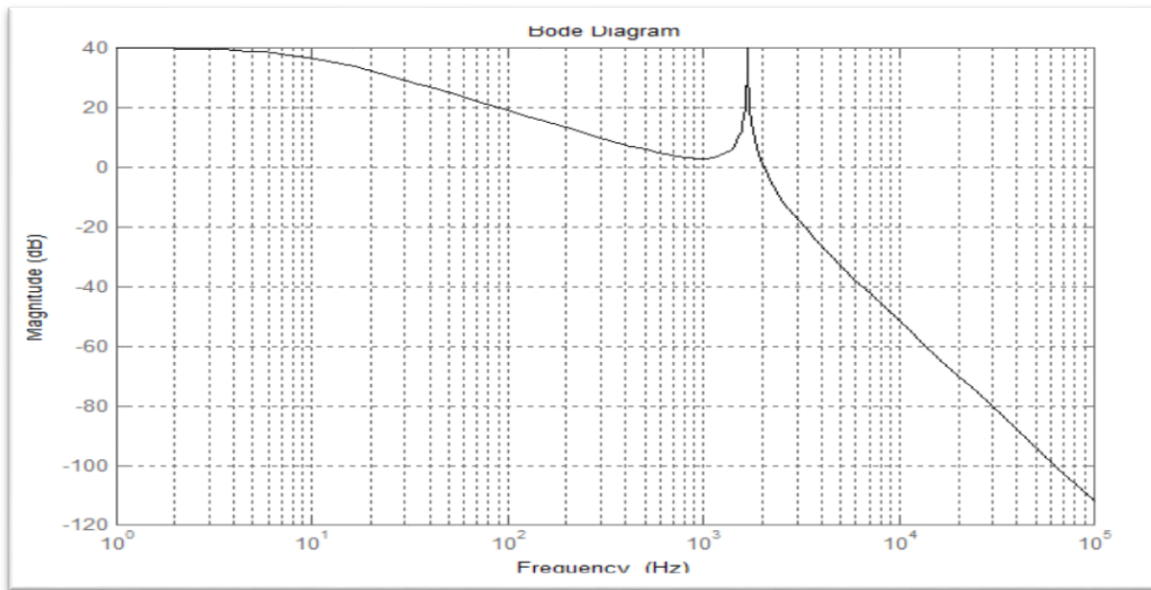


Fig 5.2 : Diagramme de gain du filtre LCL

Le rôle principal du filtre LCL est d'empêcher les composantes, dues à la fréquence de commutation de l'onduleur lesquelles ont été fixées dans notre cas à 16kHz, de se propager dans le réseau électrique. Un rejet de -64 dB est obtenu comme le montre le diagramme de gain du filtre de la Fig 5.2.

5.3 Amortissement de la résonance

Le filtre LCL est un système de troisième ordre qui tend à osciller à la fréquence de résonance, ce qui peut mettre en danger la stabilité du système. Un amortissement actif ou passif est généralement nécessaire pour résoudre ce problème.

Le but principal de l'utilisation de l'amortissement est d'augmenter le facteur d'amortissement (diminuer le facteur de qualité Q) à la fréquence de résonance.

5.3.1 Amortissement passif

L'amortissement passif consiste à insérer des éléments passifs (résistances, condensateurs et inductances) dans la structure du filtre afin de réduire le pic de résonance du système [49]. Cette technique est simple et elle ne nécessite aucun capteur ou boucle de régulation supplémentaire

Selon [50], les stratégies d'amortissement passif peuvent être classées en trois groupes :

- Amortissement passif série [49] - [51-53].
- Amortissement passif parallèle [54]-[55].
- Amortissement passif complexes [50]-[51]-[56].

Dans ce qui suit, nous allons seulement détailler l'amortissement passif série.

5.3.2 Amortissement passif série

Amortissement passif série (APS) est une approche que l'on retrouve couramment dans la littérature et qui consiste en l'insertion d'une résistance R_d en série avec le condensateur C_f . Cette approche est présentée par la figure 5.3.

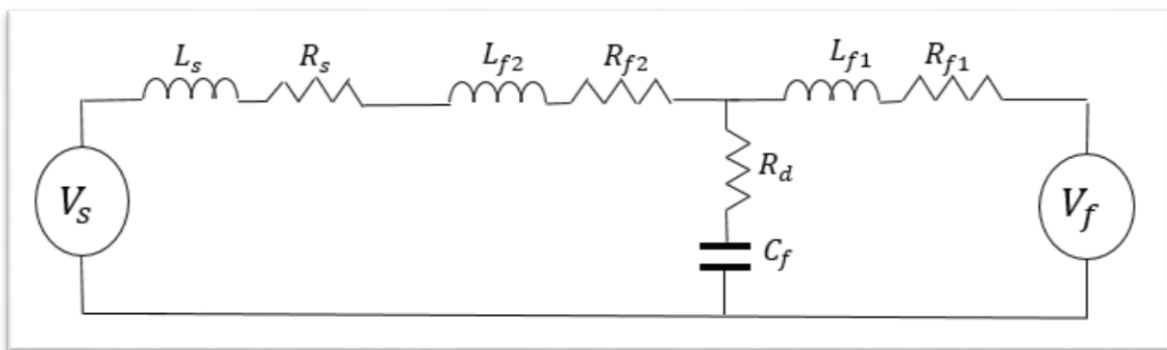


Fig 5.3 : Amortissement passif avec R_d en série avec C_f

Le schéma fonctionnel du filtre LCL avec APS est illustré par la figure 5.4.

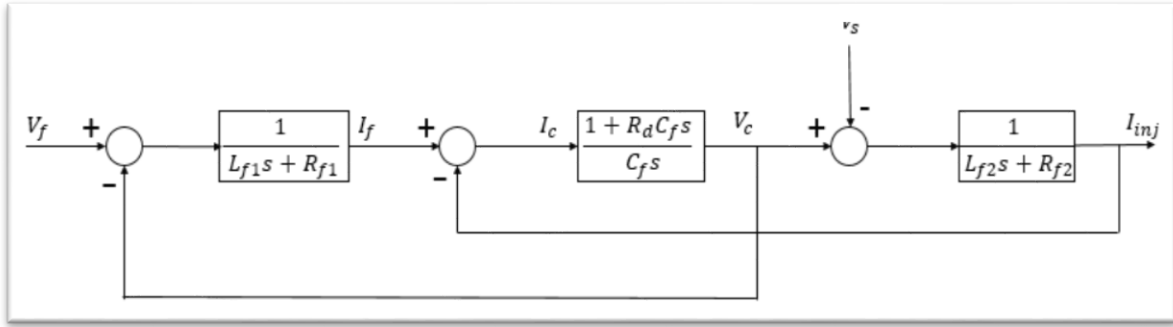


Fig 5.4 : Schéma fonctionnel du filtre LCL avec amortissement passif série

R_{f1} Et R_{f2} sont suffisamment petites, alors nous pouvons les négliger.

La fonction de transfert du filtre LCL avec APS peut être déduite de l'équation (5.2)

Comme suit :

$$\frac{I_{inj}}{V_f} = \frac{1 + R_d s}{C_f L_{f1} L_{f2} s^3 + (L_{f1} + L_{f2}) R_d C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2}) s} \quad (5.2)$$

Soit :

$$D(s) = (C_f L_{f1} L_{f2} s^2 + (L_{f1} + L_{f2}) R_d C_f s + (L_{f1} + L_{f2})) s \quad (5.3)$$

$$D'(s) = (C_f L_{f1} L_{f2} s^2 + (L_{f1} + L_{f2}) R_d C_f s + (L_{f1} + L_{f2})) \quad (5.4)$$

Tout système d'ordre deux peut être représenté par une fonction de transfert sous la forme :

$$H(s) = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (5.5)$$

Par identification, nous trouvons :

$$\xi = \frac{R_d C_f}{2} \omega_n \quad (5.6)$$

A partir de la relation (5.6), nous remarquons que le facteur d'amortissement ξ est proportionnel à la résistance R_d .

Afin de voir les effets de la résistance d'amortissement R_d sur le pic de résonance, le diagramme de BODE du filtre LCL avec APS est donné par la figure 5.5 pour différentes valeurs de R_d .

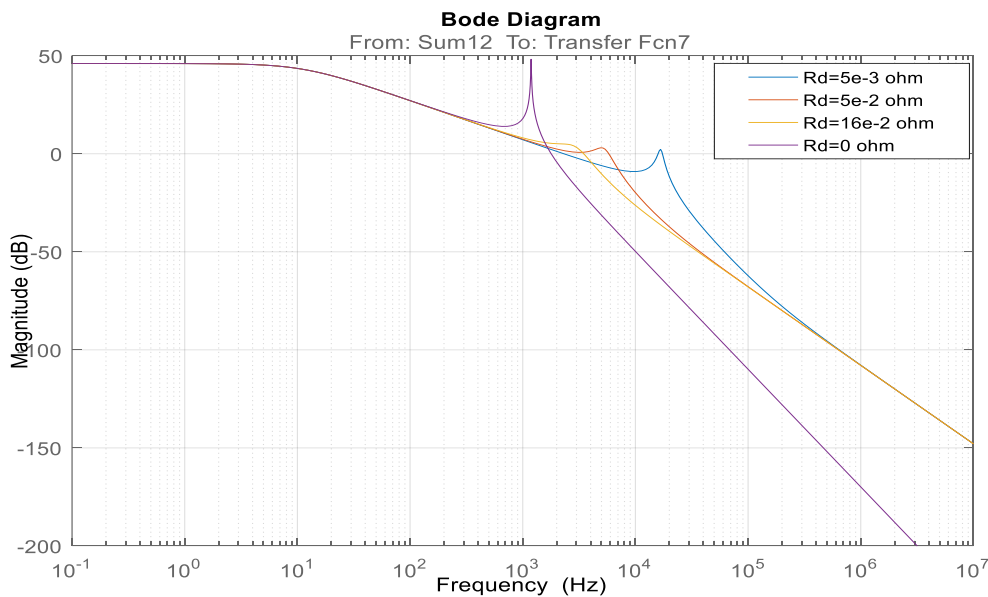


Fig 5.5 : Diagramme de BODE du filtre LCL avec amortissement passif série

Il est clair qu'une résistance en série importante donne un meilleur amortissement. Cependant, pour des valeurs élevées les pertes en basses fréquences augmentent. Par conséquent, il faut faire un compromis entre les pertes et l'amortissement.

De plus, nous pouvons remarquer que l'ajout d'une résistance d'amortissement réduit l'atténuation, ceci est dû au fait que le filtre LCL à amortissement passif devient un FPB du second ordre au lieu du troisième ordre en haute fréquence, donc l'avantage principal du filtre LCL est perdu [57].

Les pertes engendrées par la résistance d'amortissement du filtre LCL peuvent être estimées à l'aide de la formule suivante :

$$P_d = 3R_d(I_f - I_{inj})^2 \quad (5.7)$$

5.3.3 Amortissement actif

Afin d'éviter les inconvénients associés aux méthodes d'amortissement passif et de trouver un moyen plus efficace de gérer l'instabilité des filtres LCL à la fréquence de résonance, des méthodes d'amortissement actif (AA) ont été proposées.

Les méthodes d'amortissement actif consistent à modifier la stratégie de commande pour avoir la stabilité sans utiliser des éléments dissipatifs (R, L, C). Les pertes d'amortissement sont alors évitées.

De nombreuses méthodes d'AA ont été développées. La référence [50] propose la classification de ces méthodes en 3 groupes :

- *Single loop methods:*

Elles sont appliquées pour amortir la résonance du filtre LCL, sans mesures supplémentaires. Ces méthodes comprennent : *low pass filter based method* [58], *virtual flux estimation based method* [59], *sensorless method* [60], *splitting capacitor-LCCL based method* [61], *notch-filter based method* [62] and *grid current feedback* [63]. En général, *Single loop methods* sont peu robustes par rapport aux variations paramétriques [50].

- *Multiloop methods:*

L'idée de base est d'intégrer de nouvelles variables à la stratégie de commande. Ces variables vont se comporter comme des termes d'amortissement afin de diminuer le pic de résonance du filtre LCL.

Il est clair que la mise en œuvre de ces approches nécessite des capteurs supplémentaires. Ce groupe comprend: *capacitor current feedback* [64-66], *capacitor voltage feedback* [64]-[67] and *weighted average current control* [68]. Ces techniques sont plus robuste comparé aux *Single loop methods* [50]. D'autre part, en raison du matériel (capteurs) supplémentaire nécessaire, le coût augmente et la fiabilité diminue. De plus, la complexité des algorithmes de commande est accrue.

- *complex control structures:*

Ces techniques aboutissent généralement à une dynamique satisfaisante et robuste. Ces méthodes comprennent : *predictive control* [69], *adaptive controllers* [70], *sliding mode controller* [71].

La technique qui a attiré notre attention est *capacitor current feedback (CCF)* en raison de son amortissement efficace et sa simplicité de mise en œuvre [72].

Dans ce qui suit, nous allons nous concentrer sur cette méthode.

5.3.4 Capacitor current feedback

Capacitor current feedback, a été proposée par [65]. Cette stratégie introduit un feedback proportionnel du courant du condensateur (I_c) dans la boucle de régulation du courant, ce qui permet d'amortir le pic de résonance du filtre LCL. Dans [73], il a été prouvé que le feedback proportionnel du I_c est équivalent à une résistance virtuelle connectée en parallèle avec le condensateur du filtre.

Le schéma fonctionnel du filtre LCL avec *CCF* est donné par la figure 5.6.

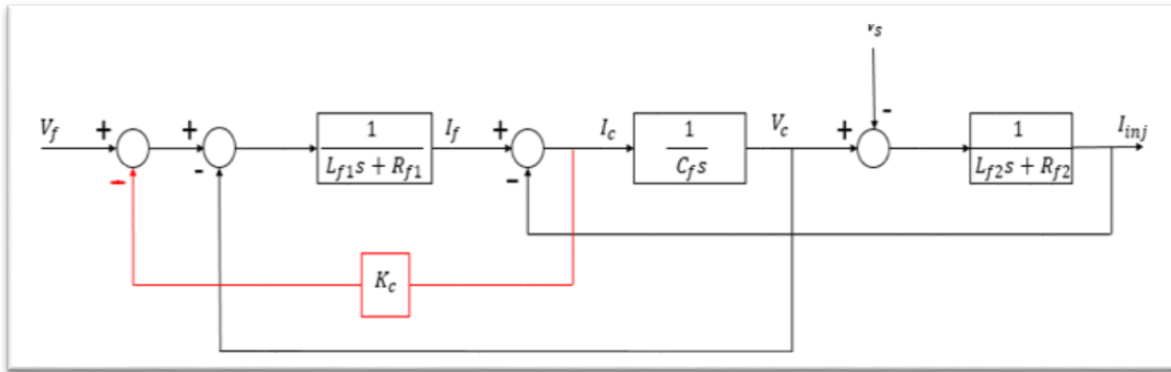


Fig 5.6 : Schéma fonctionnel du filtre LCL avec *capacitor current feedback*

La fonction de transfert du filtre LCL, est alors donnée par :

$$\frac{I_{inj}}{V_f} = \frac{1}{C_f L_{f1} L_{f2} s^3 + K_c L_{f2} C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2})s} \quad (5.8)$$

A partir de la relation (5.8), nous remarquons que la technique d'amortissement actif basé sur *CCF* n'a pas ajouté des zéros dans la fonction de transfert du filtre LCL. Par conséquent, elle n'affecte pas l'atténuation du filtre. L'avantage principal des filtres LCL est alors conservé.

Soit :

$$D(s) = (C_f L_{f1} L_{f2} s^2 + K_c L_{f2} C_f s + (L_{f1} + L_{f2}))s \quad (5.9)$$

$$D'(s) = (C_f L_{f1} L_{f2} s^2 + K_c L_{f2} C_f s + (L_{f1} + L_{f2})) \quad (5.10)$$

En identifiant l'équation (5.10) avec (5.5), nous trouvons :

$$\xi = \frac{K_c L_{f2} C_f}{2(L_{f1} + L_{f2})} \omega_n \quad (5.11)$$

A partir de la relation (5.11), nous remarquons que le facteur d'amortissement ξ est proportionnel à K_c .

5.4.4 Etude des performances de la méthode CCF

Pour un filtre LCL, afin d'obtenir les performances souhaitées, les trois pôles du filtre doivent être placés dans la région stable. L'emplacement des pôles doit d'abord être observé. Ici, *Pole/Zero Map* est utilisée pour nous aider à déterminer le déplacement des pôles en fonction du gain K_c . La figure 5.7 montre *Pole/Zero Map* en fonction du gain d'amortissement K_c .

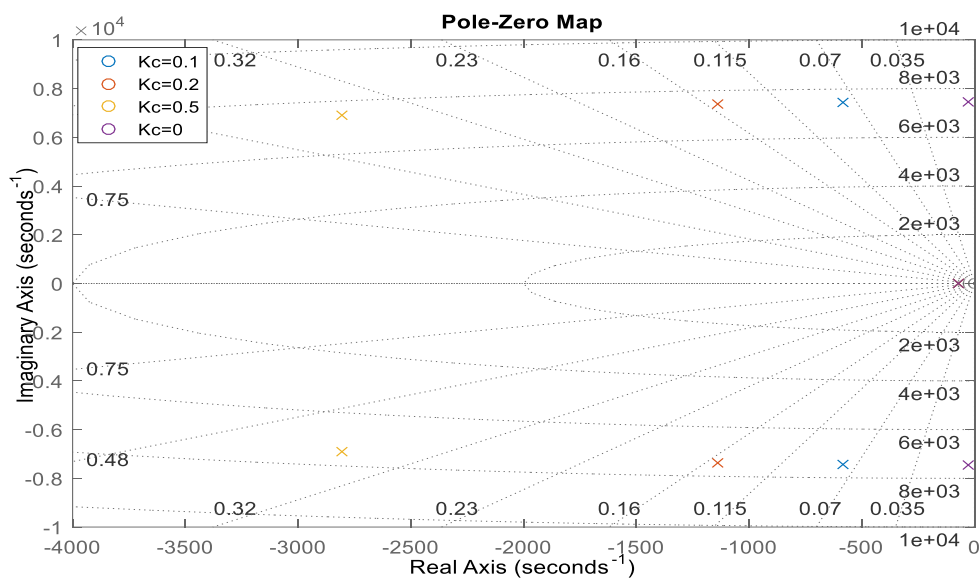


Fig 5.7 : *Pole/Zero Map* du filtre LCL avec *capacitor current feedback*

Nous pouvons voir que le pôle 1 et le pôle 2 du système non amorti sont des pôles conjugués proches de l'axe imaginaire, leur facteur d'amortissement ξ est presque nul. Le pôle 3 est sur l'axe des réels. Lorsque K_c augmente, le pôle 3 reste à la même position sur l'axe réel tandis que le pôle 1 et le pôle 2 se déplacent à gauche vers la région stable, loin de l'axe imaginaire. Par conséquent, leur facteur d'amortissement augmente.

Afin de bien voir l'influence du gain K_c sur le pic de résonance, le diagramme de BODE du filtre LCL avec CCF est donné par la figure 5.8.

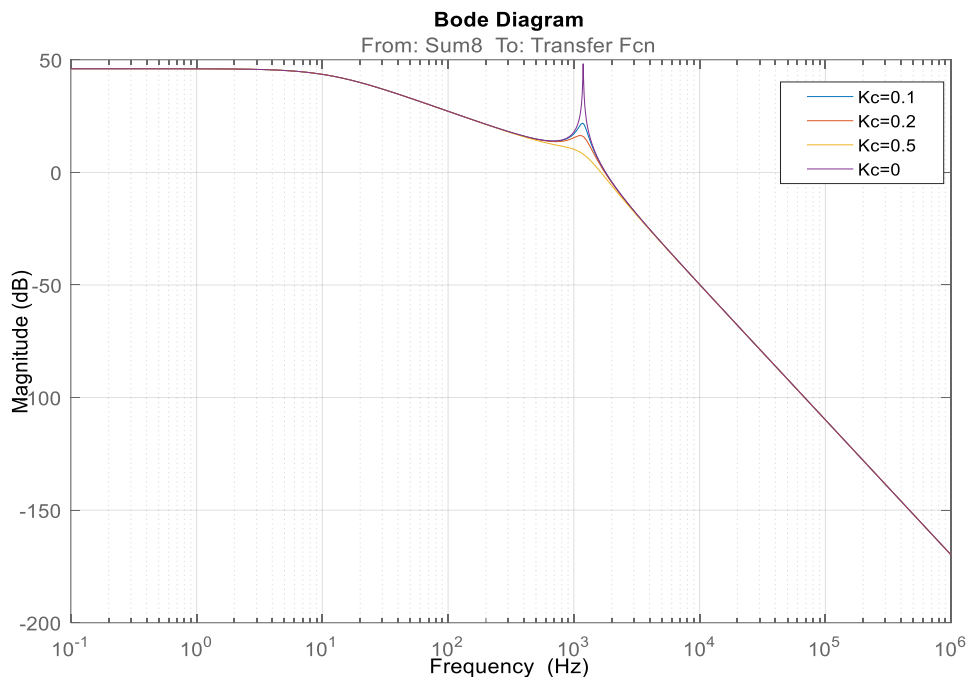


Fig 5.8 : Diagramme de BODE du filtre LCL avec *capacitor current feedback*

Nous constatons que le facteur d'amortissement ξ est proportionnel à K_c . Une valeur plus grande du gain K_c permet d'éliminer le pic de résonance. Par ailleurs K_c n'a aucune influence sur l'atténuation du filtre.

Généralement, le gain est choisi en fonction de l'amortissement souhaité en boucle fermée. Ce gain doit être choisi avec grande prudence, car une petite valeur ne peut pas amortir efficacement la résonance et une grande valeur peut entraîner l'instabilité du système [66]. De plus, un grand amortissement de la résonance peut entraîner un effort de commande excessif [64]. Par conséquent, un facteur d'amortissement égal à $\xi = 0.15$ est choisi pour la suite de notre travail ($K_c = 0,2$).

5.4 Régulation du courant du filtre actif avec l'amortissement actif basé sur CCF

La régulation du courant injecté par la commande CRONE en utilisant la méthode d'amortissement actif *CCF* est une régulation en cascade, tel que le courant du condensateur I_c est utilisé comme variable de la boucle interne et le courant I_{inj} est utilisé comme variable de la boucle externe.

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation dans ce cas est donné par la figure 5.9.

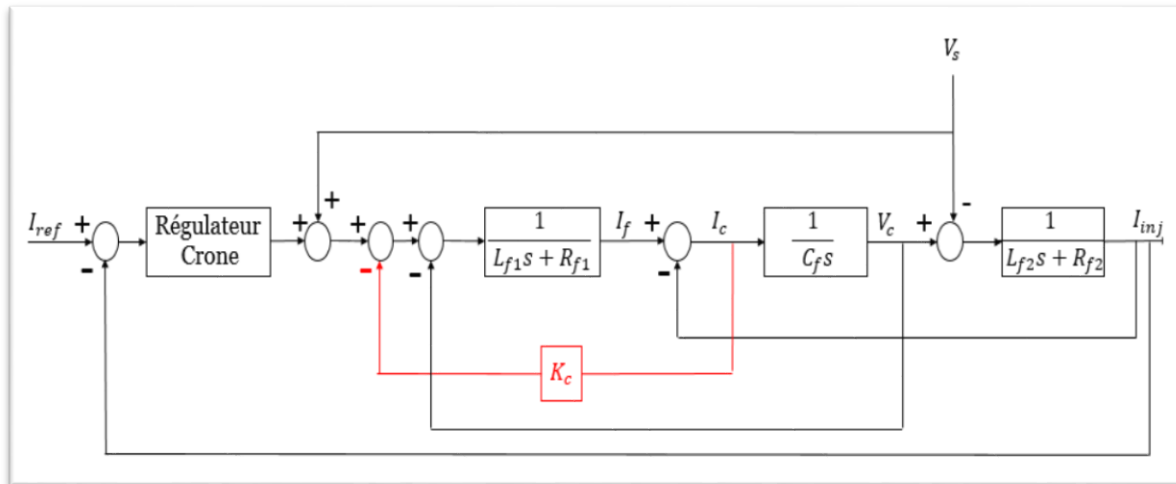


Fig 5.9 : Schéma de régulation de courant injecté avec amortissement actif basé sur CCF

5.5 Résultat de simulation

Dans cette partie nous allons donner les résultats de simulation trouvée après avoir introduit *capacitor current feedback* dans la boucle régulation du courant injecté. L'approche utilisée pour la synthèse du régulateur est celle que nous avons proposée au chapitre 3.

Table 5.1 : Les paramètres du régulateur synthétisé par l'approche proposé (avec AA basé sur CCF)

N	2
R_0	5
$[\omega_A, \omega_B]$	$\left[\frac{\omega_u}{\sqrt{90}}, \sqrt{90}\omega_u \right]$
$[\omega_b, \omega_h]$	$\left[\frac{\omega_A}{10}, 10\omega_B \right]$
φ_m	50
ω_u	160 kHz
K_c	0.2

5.5.1 Résultats 1 : Valeurs nominales des paramètres

Le tracé du diagramme de BODE permet de voir le gain et le déphasage entre I_{ref} (courant de référence) et I_{inj} (courant injecté ou courant du filtre), comme le montre la figure 5.10 :

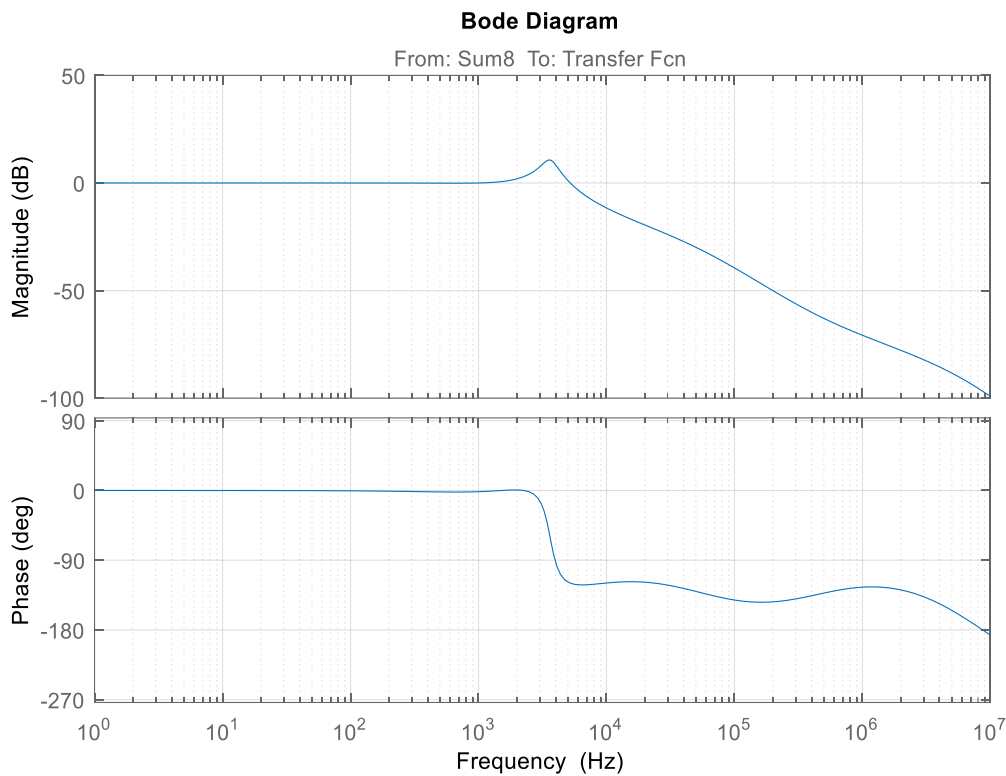


Fig 5.10 : Diagramme de BODE du transfert entrée I_{ref} sortie I_{inj} (avec AA basé sur CCF)

Sur le diagramme de gain de la figure 5.10, nous pouvons observer un petit dépassement en gain (de 3 en valeur absolue) à la fréquence 3850Hz. Par conséquent ce dépassement n'a pas de conséquence sur la qualité de compensation car cette fréquence est assez élevée et nous pouvons négliger ses effets. Nous constatons également que la bande passante est de 5300 Hz.

Table 5.2 : Le gain et le déphasage entre I_{ref} et I_{inj} (avec AA basé sur CCF)

F(Hz)	250	350	550	650	850	950	1150	1250	1450	1550
G(VA)	1	1	1	0.98	0.99	1	1.01	1.03	1.06	1.08
PH (°)	-1.1	-1.5	-1.9	-2	-1.9	-1.7	-1.2	-0.8	-0.2	-0.01

A partir de la table 5.2, nous pouvons constater que le déphasage et le gain sont maîtrisés sur toute la bande des fréquences. Ces résultats montrent que nous avons une très bonne poursuite.

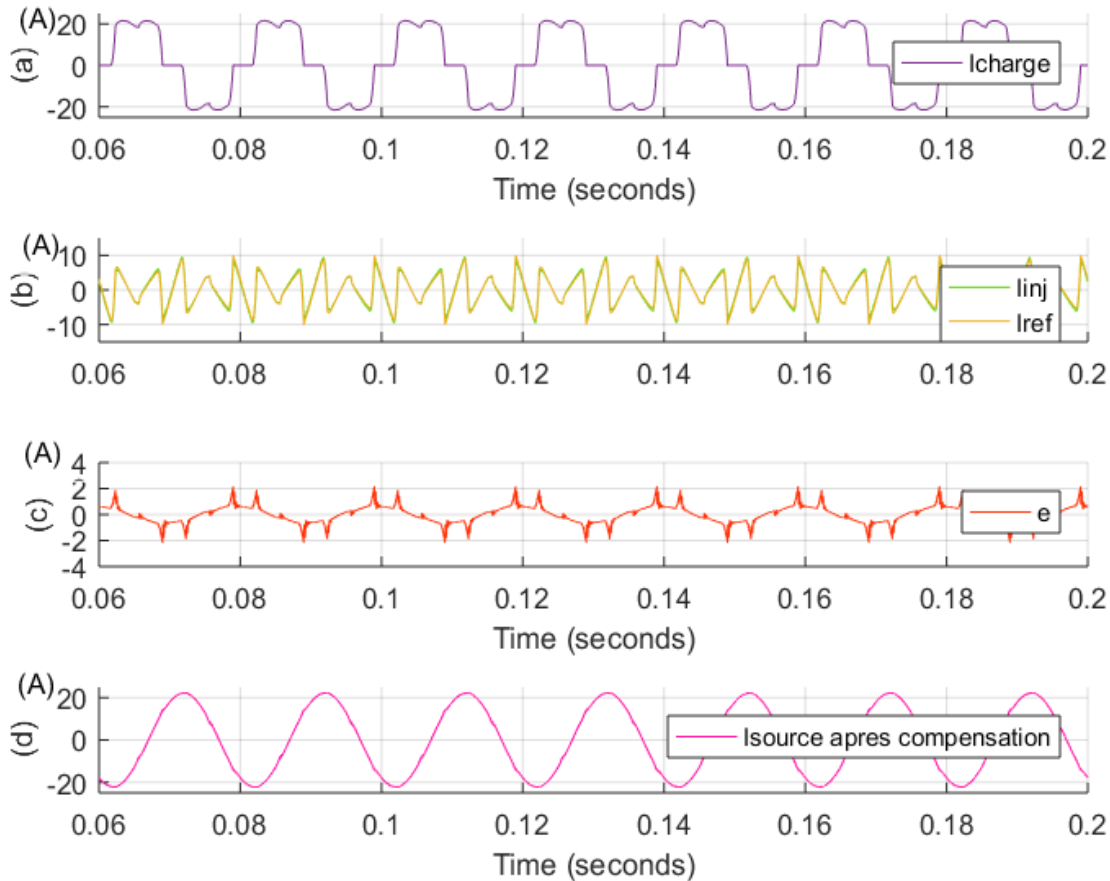


Fig 5.11 : Résultats de simulation pour la phase 1 (avec AA basé sur CCF)

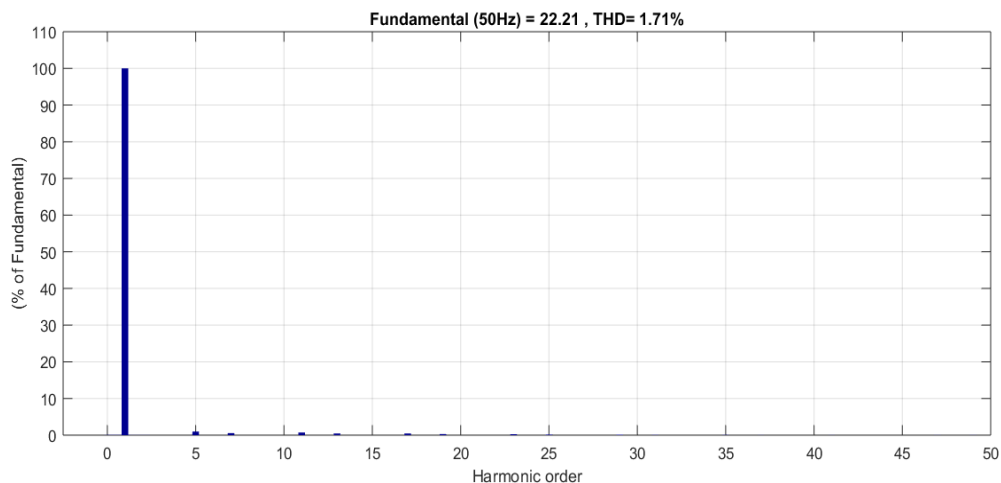


Fig 5.12 : Spectre fréquentiel du courant de source après compensation des courants harmoniques (avec AA basé sur CCF)

La figure 5.11 montre qu'il y'a une très bonne poursuite entre le courant injecté et le courant de référence, Cela est confirmé en premier lieu par le signal d'erreur (figure 5.11-c) où nous pouvons voir que l'erreur est très petite, ainsi que par les résultats représentés dans la table 5.2.

Par ailleurs, la forme d'onde du courant de source après compensation (Fig 5.11) est sinusoïdale et le THD est passé de 27.23% à 1.71%, ce qui confirme que nous avons une très bonne qualité de filtrage.

5.5.2 Résultats 2 : variation paramétrique

Dans cette partie, nous allons vérifier la robustesse en stabilité et les performances dynamiques de la boucle de régulation après une variation des valeurs nominales des paramètres du filtre LCL.

Pour une variation de 30% des valeurs nominales du filtre LCL :

A partir des deux figures 5.13 et 5.14 nous remarquons que le THD a augmenté, il est passé de 1.71% à 3.67%. De plus, la stabilité du système est conservée et une bonne poursuite est assurée.

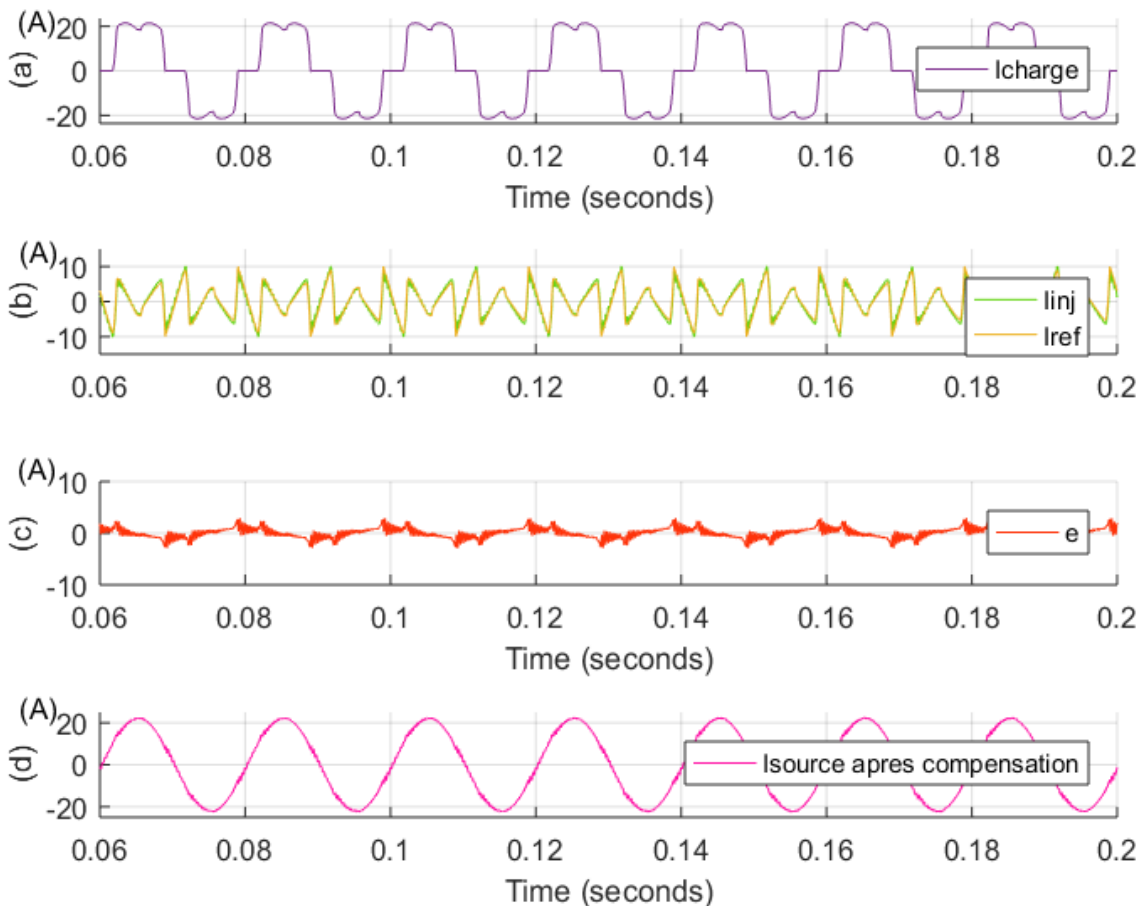


Fig 5.13 : Résultats de simulation pour la phase 1 (cas d'une variation paramétrique de 30% avec AA basé sur CCF)

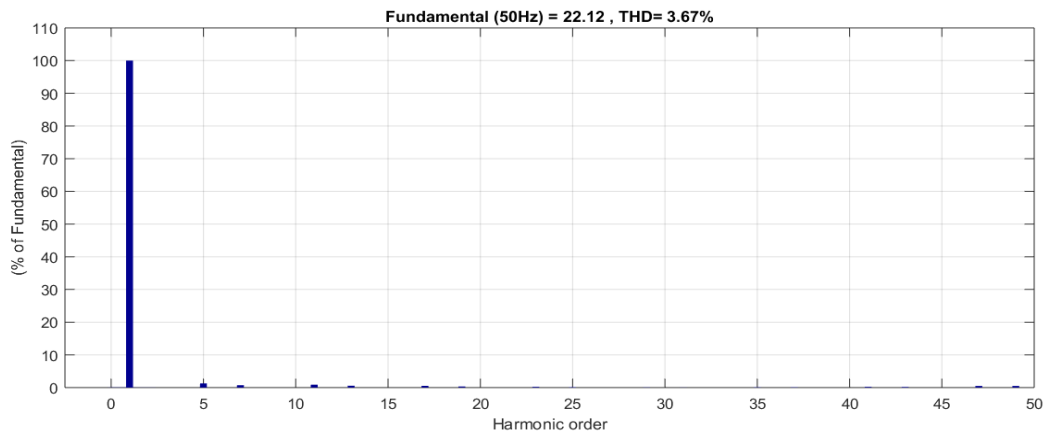


Fig 5.14 : Spectre fréquentiel du courant de source (cas d'une variation paramétrique de 30% avec AA basé sur CCF)

5.5.3 Résultats 3 : variation de la charge

Pour étudier la robustesse de la commande, nous allons rajouter une 2eme charge non linéaire (Pont de Graetz + une charge (R_d, L_d)) en parallèle avec la 1ere charge non linéaire à l'instant 0.1s

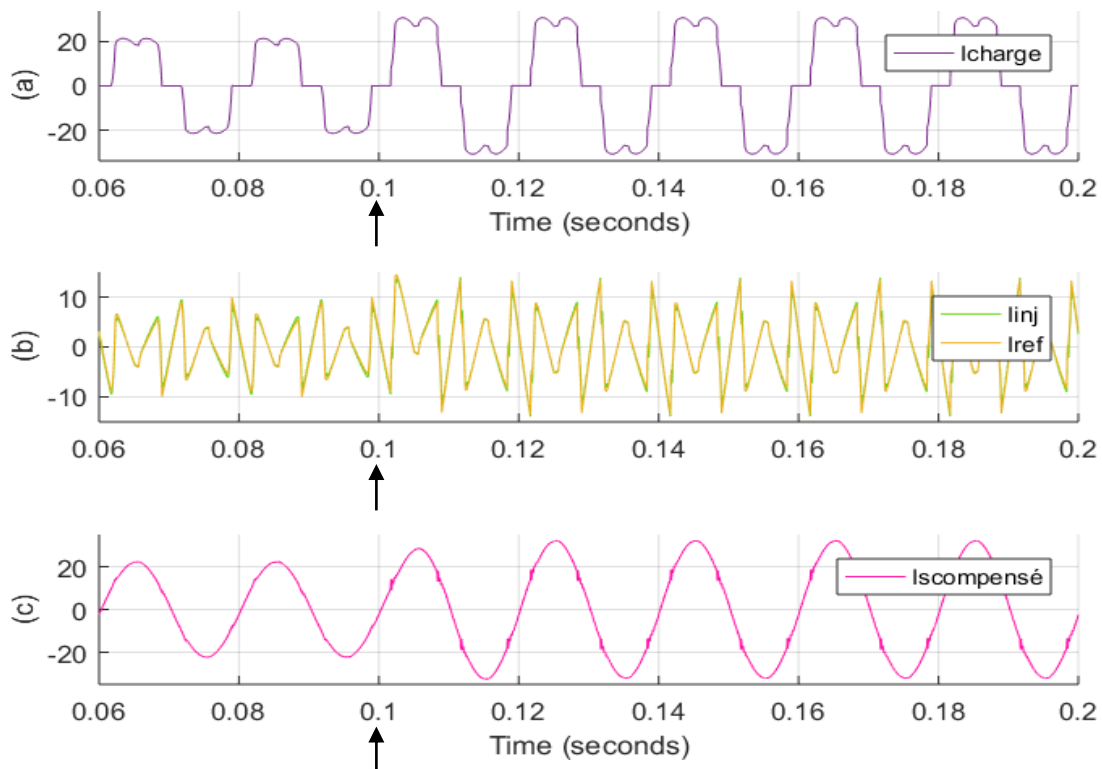


Fig 5.15 : Résultats de simulation pour la phase 1 avec variation de la charge à l'instant 0.1s (avec AA basé sur CCF)

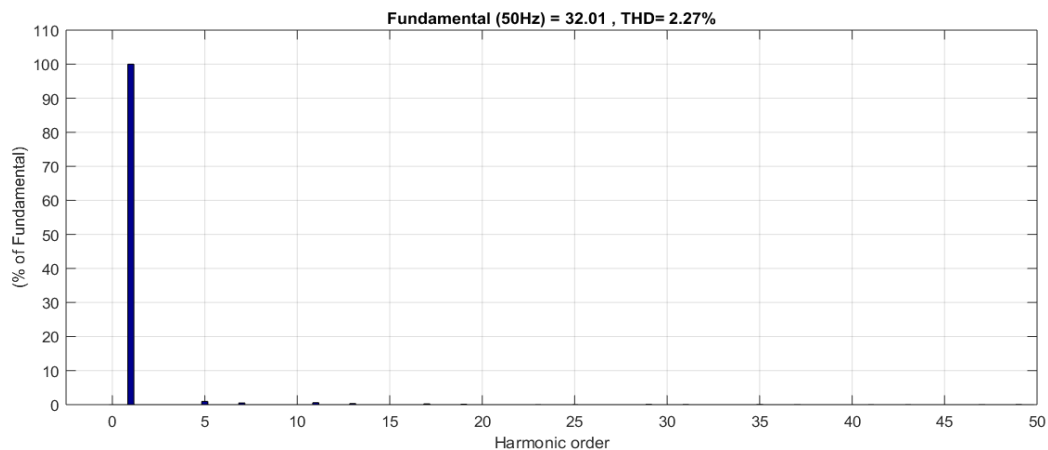


Fig 5.16 : Spectre fréquentiel du courant de source avec variation de la charge (avec AA basé sur CCF)

D'après la figure 5.15 et 5.16, nous remarquons que malgré la variation de la charge à l'instant $t=0.1$ s, la forme d'onde du courant I_s reste sinusoïdale avec un THD faible de 2.27% ce qui confirme la bonne qualité de filtrage des courants harmoniques.

5.6 Conclusion

Le filtre LCL offre un meilleur choix d'atténuation des harmoniques dû à la fréquence de commutation. Cependant, ce filtre peut provoquer une résonance ce qui est néfaste pour la stabilité du système. Il existe deux méthodes principales pour amortir la résonance : l'amortissement passif et l'amortissement actif.

Dans notre travail, nous avons d'abord présenté la méthode d'amortissement passif série. Comme nous avons pu le constater, cette méthode est relativement simple mais elle présente un inconvénient majeur qui est le compromis entre un bon amortissement du pic de résonance et les pertes par effet joule.

Afin d'assurer la stabilité du système sans pertes de puissances, des méthodes d'amortissement actif ont été proposées. Dans ce chapitre nous avons utilisé la méthode d'amortissement actif basé sur *capacitor current feedback*. Son application pour la diminution du pic de résonance a donné des résultats prometteurs.

Finalement, une régulation en cascade a été utilisée afin de réaliser les objectifs de régulations fixées auparavant, tel que le courant du condensateur I_c est utilisé comme variable de la boucle interne et le courant I_{inj} est utilisé comme variable de la boucle externe.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire apporte une contribution aux stratégies de commande permettant d'améliorer les performances d'un filtre actif parallèle. Notre approche est basée sur la commande robuste d'ordre non entier (CRONE).

Après avoir recensé les origines et les conséquences des perturbations électriques, des solutions de dépollution ont été présentées et le choix d'une solution basée sur le principe du filtrage actif parallèle (FAP) a été retenu.

Le FAP a pour objectifs de compenser les courants harmoniques et la puissance réactive absorbée par des charges non linéaires connectées aux réseaux et d'améliorer les performances du filtrage. Afin d'empêcher les composants dû à la fréquence de commutation de se propager dans le réseau, un filtre de sortie LCL est utilisé.

Les différents éléments constituant le filtre ont été détaillés. Ensuite cette mémoire est portée vers la partie commande du FAP.

La première phase concernait la régulation de la tension continue, qui est réalisé en utilisant un simple régulateur proportionnel.

Dans la seconde phase qui concernait la partie identification du courant de référence, la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires pq et la méthode des courants instantanés active et réactive dq ont été présentées. La méthode pq a été utilisée dans la partie simulation.

Dans la phase qui porte sur la régulation du courant injecté, la commande CRONE a été appliquée.

Finalement, la structure complète du Filtre actif parallèle a pu être simulée à Partir du logiciel MATLAB/Simulink et l'outil (toolbox) SimPowerSystem.

Avant compensation, le courant de la source absorbée par la charge non- linéaire est largement pollué avec un THD de 27.23%. Les résultats de simulations obtenus montrent que en utilisant le FAP proposé, le THD après compensation est nettement amélioré et descend à des valeurs très acceptables en conformité avec la norme standards IEEE519. Pour la majorité des cas étudiées, ce courant est presque sinusoïdal et en phase avec la tension source ce qui améliore le facteur de puissance et réduit la compensation de la puissance réactive.

Afin d'empêcher l'instabilité possible du filtre LCL causée par l'impédance nulle à la fréquence de résonance, des méthodes d'amortissement passif et actif ont été présentées. Nous avons basé notre travail sur *l'amortissement actif avec capacitor current feedback*.

Son application au filtre LCL pour l'amortissement de la résonance a donné de bons résultats. Vers la fin *CCF* a été intégré dans la boucle de régulation du courant injecté comme une boucle interne, afin de réaliser les objectifs de réglage.

Finalement, à l'issue de ce travail on peut tirer quelques perspectives de recherche intéressantes :

- Travailler sur la combinaison série-parallèle, vu les avantages qu'elles offrent notamment la dépollution du courant et de la tension, la compensation des creux et des déséquilibres.
- La réalisation expérimentale.
- Considération d'autres types de défauts tels que : le transistor maintenu fermé, capteur de tension défaillant, capteur de courant défaillant, et coupure de phase.

Bibliographie

- [1] Cours d'approche différentielle, [en ligne] : <http://p.21-bal.com/buhgalteriya/1316/index.html> (consulté 15 avril 2019)
- [2] M.Tidjani, "Etude et conception d'un filtre actif parallèle triphasé à quatre fils en vue de sa Commande par des méthodes d'intelligence artificielle," Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2017.
- [3] A.Boukadoum, "Contribution à l'étude des stratégies d'identification harmoniques et de commande basées sur les techniques avancées pour les compensateurs actifs des réseaux électriques," Thèse de doctorat, université badji mokhtar annaba ,2015.
- [4] M.A.E. Alali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension," Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur - Strasbourg I, 12 Sep 2002.
- [5] IEEE Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems," in IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992) , vol., no., pp.1-29, 11 June 2014.
- [6] K. Djazia, "Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus," Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif 1,2015.
- [7] M.A.H. Nohra, "Commande des filtres actifs parallèles sur un réseau fortement Perturbé," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2017.
- [8] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs a MLI," Thèse de doctorat de l'Université de Sétif, (2010).
- [9] D. Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension," Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, U.F.R, 2005.
- [10] S. Guffon, "Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance," Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 2000.
- [11] "IEEE Guide for application and specification of harmonic filters," in IEEE Std 1531- 2003 , pp. 1-60, 2003.
- [12] S. Chennai, "Etude, Modélisation & Commande des filtres actifs : apport des techniques de l'intelligence artificielle," Thèse de doctorat ,Université Mohamed Khider – Biskra,2013.

- [13] A.L.H. Bermeo, "Commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la moyenne tension," Thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, (France) 2006.
- [14] A.M. Muftah, "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales," Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, (France) 2008.
- [15] K. Shahram, "Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage FPGA in the loop : application au filtre actif parallèle," Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nancy, (France), 2009.
- [16] H. Akagi, "Active harmonie filtres," IEEE, vol. 93, n°12, p. 2128-2141, 2005.
- [17] A. Hamidi, "Contribution à l'étude du filtre hybrides de puissance utilisé pour améliorer la qualité de l'énergie dans les réseau électrique de distribution," Thèse de doctorat, École de technologie supérieure –Québec, canada ,2010.
- [18] H. Fugita and H. Akagi, "The unified power quality conditioner : The integration of the series and shunt active filters," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 13, N° 02, pp 315-322, March 1998.
- [19] I.Etxeberria-Otadui, U.Viscarret, S.Bacha, M.Caballero and R.Reyero, "Evaluation of different strategies for series voltage sag compensation," 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), Cairns, Qld., Australia, 2002, pp. 1797-1802 vol.4.
- [20] E.R. Ribeiro and I. Barbi, "Harmonic voltage regulation using a series active filter under different load condition," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 21, N° 5, pp 1394-1402, September 2006 .
- [21] A. Hamadi, S. Rahmani and K. Al-Haddad, "A new hybrid series active filter configuration to compensate voltage sag, swell, voltage and current harmonics and reactive power," 2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul, 2009, pp. 286-291.
- [22] B. Singh, V. Verma, A. Chandra and K. Al-Haddad, "Hybrid filters for power improvement," IEE, Proc-Gener. Transm. Distrib, Vol. 152, no. 3, (2005).
- [23] J. Xu, "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité," Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [24] I. Etxeberria-Otadui, " Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie," thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, septembre 2003.
- [25] M.C. Benhabib, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, modélisation, simulation et

- validation expérimentale de la commande ," Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy-France, 2004.
- [26] A. Chaoui, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires," Thèse de Doctorat, Setif, 2010.
- [27] S. Pettersson, M. Salo and H. Tuusa, "Applying an LCL-filter to a four-wire active power filter," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, 2006, pp. 1-7.
- [28] M. Huang, J. Sun, Y. Peng, and X. Zha, " Optimized damping for LCL filters in three-phase voltage source inverters coupled by power grid," Journal of Modern Power Systems and Clean Energy ,Vol. 5, no. 04, pp 642–651,July 2017.
- [29] B. Bolsens, K. D. Brabandere, J. V. Den Keybus, J. Driesen and R. Belmans, "Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 4, pp. 1032-1040, July 2006.
- [30] M.S. Erlicki and A. Emanuel-Eigeles, "New aspects of power factor improvements Part I - theoretical basis," IEEE Transactions on Industry and General Applications, vol. IGA-4, 1968, July/August, pp. 441-446.
- [31] H. Sasaki and T. Machida, "A New method to eliminate AC harmonic by magnetic compensation - consideration on basic design," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol.90, no. 5,1970, pp. 2009-2019.
- [32] T. Fukao, Iida and S. Miyairi, "Improvements of the power factor of distorted waveforms by thyristor based switching filter," Transactions of the IEE-Japan, Part B, vol. 92, no.6, 1972, pp. 342349 (in Japanese).
- [33] E. H. Watanabe, H. Akagi and M. Aredes, "Instantaneous p-q power theory for compensating nonsinusoidal systems," 2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Lagow, 2008, pp. 1-10.
- [34] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita and A. Nabae, "Generalized theory of instantaneous reactive power and Its application," Electrical Engineering in Japan, Vol. 103, No. 4, 1983.
- [35] V. Soares, P. Verdelho and G. D. Marques, "An instantaneous active and reactive current component method for active filters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 660-669, July 2000.
- [36] H.Chekireb, "Cours onduleur de tension", Ecole nationale polytechnique d'Alger 2016.
- [37] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu and F. Liu, "Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system With LCL Filter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, pp. 4483-4491, Nov. 2009.

- [38] G. Zeng, T. W. Rasmussen, Lin Ma and R. Teodorescu, "Design and control of LCL-filter with active damping for Active Power Filter," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, 2010, pp. 2557-2562.
- [39] L. Herman, I. Papic and B. Blazic, "A Proportional-Resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, no. 5, pp. 2055-2065, Oct. 2014.
- [40] J. Tang, X. Wang, Y. J. He, Y. J. He, C. Z. Wang, and Y. P. Zou. "A Novel deadbeat control scheme for three-phase four-wire active power filters," Automation of Electric Power Systems, vol. 31, pp. 59-62, Oct 2007.
- [41] K. Nishida, T. Ahmed, M. Nakaoka and M. Rukonuzzaman, "A robust deadbeat current control method by using adaptive predictor for single-phase voltage source active power filter," IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468), Roanoke, VA, USA, 2003, pp. 1643-1648 Vol.2.
- [42] T. Lee, K. Tzeng and C. Chang, "A repetitive control approach for three-phase shunt active power filters with real-time wavelet transform," 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 376-380.
- [43] A. Garcia-Cerrada, O. Pinzon-Ardila, V. Feliu-Batlle, P. Roncero-Sanchez and P. Garcia-Gonzalez, "Application of a Repetitive Controller for a Three-Phase Active Power Filter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 1, pp. 237-246, Jan. 2007.
- [44] A. Oustaloup, "La commande CRONE," Edition Hermès, 1991.
- [45] B. Mandelbort, "The fractal Geometry of Nature Freeman," San Fransisco, 1982.
- [46] A. Oustaloup, "Systèmes asservis linéaires d'ordre fractionnaire : Théorie et Pratique", Edition MASSON, 1983.
- [47] R. Orjuela, R. Malti, M. Moze, A. Oustaloup, "Prise en compte des conditions initiales lors de la simulation de fonctions de transfert non entières," e-STA Sciences et Technologies de l'Automatique, SEE - Société de l'Electricité, de l'Electronique et des Technologies de l'Information et de la Communication 2006, 3 (4), pp. Revue électronique. fhal-00182282f.
- [48] A. Oustaloup, "La dérivation non entière : Théorie, synthèse et application dans les sciences de l'ingénieur," Edition Hermès, 1995.
- [49] Chi Zhang, T. Dragicevic, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero, "Resonance damping techniques for grid-connected voltage source converters with LCL filters — A review," 2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Cavtat, 2014, pp. 169-176.

- [50] M.Büyük, A.Tan, M.Tümay and K.Ç. Bayındır, "Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: a comprehensive review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.62 , pp.46–69 , September 2016.
- [51] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl and F. W. Fuchs, "Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2642-2646, June 2013.
- [52] M.Liserre, F.Blaabjerg and A.Dell'Aquila, "Step-by-step design procedure for a grid connected three-phase PWM voltage source converter," *Int J Electron*, vol. 91, no. 08, pp.445–60, 2004.
- [53] M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct. 2005.
- [54] J.Anca, "Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications," Master Thesis, AALBORG university, 2009.
- [55] X.Guo , W.Wu and H.Gu, "Modeling and simulation of direct output current control for LCL-interfaced grid-connected inverters with parallel passive damping," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 18, no. 07 , pp. 946–56 , 2010.
- [56] A. K. Balasubramanian and V.John, "Analysis and design of split-capacitor resistive inductive passive damping for LCL filters in grid-connected inverters," in *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 9, pp. 1822-1832, November 2013.
- [57] Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Design of LCL-filters with LCL resonance frequencies beyond the Nyquist frequency for grid-connected inverters," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 5137-5144.
- [58] J. Dannehl, M. Liserre and F. W. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 08, pp. 3623-3633, Aug. 2011.
- [59] W. Gullvik, L. Norum and R. Nilsen, "Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor," 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, 2007, pp. 1-10.
- [60] W.Y. Yang, Wao , T.S. Chung and J. Morris, "A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter," *IEEE Trans Ind Electron* ,vol. 55,no. 04 , pp. 1876–80, 2005.
- [61] G. Shen, D. Xu, L. Cao and X. Zhu, "An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1899-1906, July 2008.

- [62] R.Pe, M.Liserre, F.Blaabjerg and T.Kerekes, "Self-commissioning notch filter for active damping in three phase LCL -filter based grid-tie converter," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 8993, pp. 1–9 , 2014.
- [63] J. Xu, S. Xie and T. Tang, "Active damping-based control for grid-connected LCL -filtered inverter with injected grid current feedback only," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4746-4758, September 2014.
- [64] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez and Y. Yang, "LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2192-2203, Nov. 2014.
- [65] E .Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 888-895, May 2003.
- [66] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan and K. Weng, "Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor–Current-Feedback Active-Damping," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1239-1253, March 2014.
- [67] M. Liserre, A. Dell'Aquila and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier," 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), Cairns, Qld., pp. 1195-1201 vol.3, Australia, 2002.
- [68] N. He et al., "Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL Filter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2785-2797, June 2013.
- [69] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389-399, Feb. 2009.
- [70] J. R. Massing and H. Pinheiro, "Adaptive current control of grid-connected VSC with LCL-filters using parallel feed-forward compensation," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, 2010, pp. 3185-3191.
- [71] Y. Lei, Z. Zhao, F. He, S. Lu and L. Yin, "An improved virtual resistance damping method for grid-connected inverters with LCL filters," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, 2011, pp. 3816-3822.
- [72] I.Lorzadeh, M.savaghebi , J.M. Guerrero , H.A.A. byaneh, and A.Bakhashai, "Capacitor Current Feedback-Based Active Resonance Damping Strategies for Digitally-Controlled Inductive-Capacitive-Inductive-Filtered Grid-Connected Inverters,"*Energies* , vol. 9, no. 08 , pp. 642 ,2016.

- [73] IEC Standard 61000-3-6. Assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems, 2008.

Annexe I

La Figure A.I.1 montre le modèle électrique équivalent par phase d'un filtre actif parallèle en négligeant les effets de la capacité C_f et des résistances du filtre de sortie (R_{f1}, R_{f2}) sur le courant de référence I_{inj} .

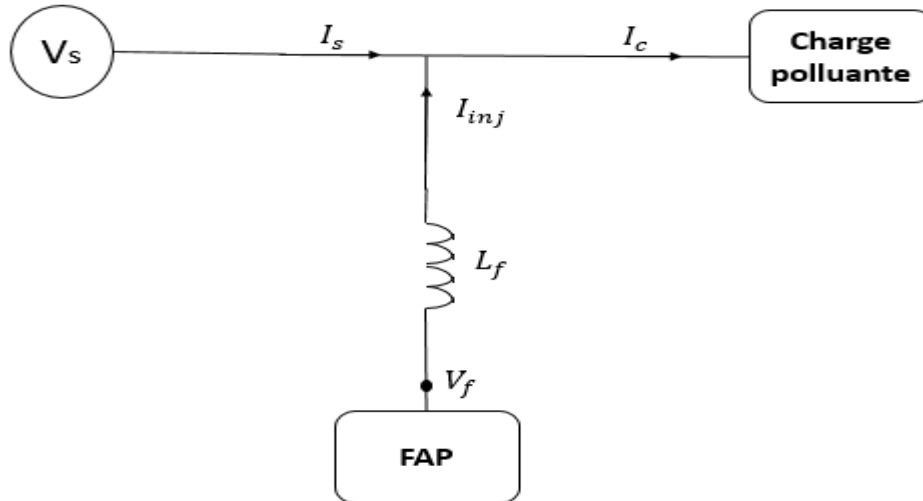


Fig A.I.1 : Circuit monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle.

L'équation qui relie le courant et la tension du filtre actif s'exprime par:

$$V_f - V_s = L_f \frac{dI_{inj}}{dt} \quad (\text{A.I.1})$$

Avec $L_f = L_{f1} + L_{f2}$

Notons par ΔI_f la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta I_f = I_{ref} - I_{inj} \quad (\text{A.I.2})$$

Des équations (A.I.1) et (A.I.2), on obtient :

$$L_f \frac{d\Delta I_f}{dt} = (V_s + L_f \frac{dI_{ref}}{dt}) - V_f \quad (\text{A.I.3})$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (A.I.3) peut être défini comme tension de Référence (V_{fref}), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$V_{fref} = V_s + L_f \frac{dI_{ref}}{dt} \quad (\text{A.I.4})$$

D'après la relation (A.I.4), la tension de référence est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier représente la tension du réseau V_s directement mesurable. Le second est égal à la chute de tension aux bornes de l'inductance L_f , lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Le schéma de régulation du courant est représenté sur la Figure (A.I.2).

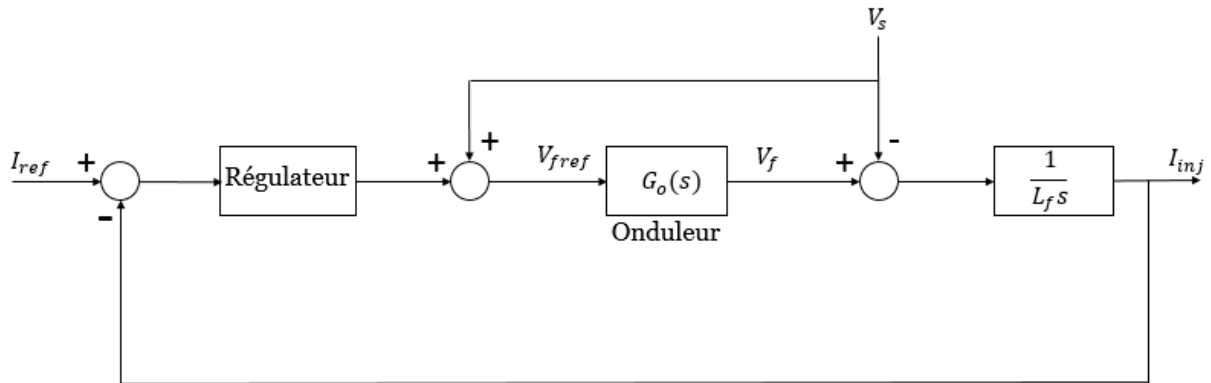


Fig A.I.2 : Schéma de la régulation des courants du filtre actif parallèle.