



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des sciences et de la technologie
Département de Génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Domaine : Sciences et Techniques

Filière : Génie électrique

Spécialité : électromécanique

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
BELHADJ KHEIRA ET BOUZIR NESSRINE
Le : er juin 2022

HARMONIQUES ET DEPOLLUTION DU RESEAU ELECTRIQUE

Jury :

Titre	Golea Amar	Pr	Université de Biskra	Encadreur
Titre	Bourek Amor	Pr	Université de Biskra	Président
Titre	Salhi Ahmed	MCA	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2021 - 2022

Remerciements

Je remercie en premier le dieu - le tout puissant- qui m'a donné la force, la patience, la santé et le courage pour pouvoir poursuivre mes études.

J'adresse mes remerciements les plus sincères à mon encadreur Monsieur GOLÉA AMAR, qui a très volontairement accepté d'être le directeur de mon recherche, sa grande connaissance qui m'a beaucoup conseillé précieusement par ces remarques, ainsi que son expérience qui ont un rôle fondamental dans la conception de ce mémoire.

On tient également à remercier les membres du jury d'avoir accepté de juger nos travaux., mes professeurs pour sa formation, en particulier ceux qui travaillent dans la discipline GE

En fin Nous adressons notre remerciement les plus profonds et les distinguées à tous ceux qui nous aident de proche ou de loin pour accomplir ce travail

Belhadj kheira

Nous remercions tout d'abord le grand Dieu pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous remercions Monsieur GOLÉA AMAR, notre encadreur, pour ses conseils et suggestions avisés qui nous aidés à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ces remarques et conseils.

Nous remercions également le président et les membres du jury d'avoir accepté de juger nos travaux.

Nous remercions également tous mes professeurs pour la formation, en particulier ceux qui travaillent dans la discipline GE

Bouzir nessrine

DÉDICACES

Dédicaces

Je dédie ce travail à toutes personnes ayant contribué à l'élaboration de ce modeste mémoire par leur soutien et leurs encouragements, notamment :

Chère mère et cher père, porte du paradis.

Mes frères TAREK et RAMZI et MOHAMED et Mes sœurs AMAL et FATMA et HANANE et moi qui m'ont apporté un soutien moral.

Mes amis et mes proches : IKRAM, AMIRA, NOUSSEIBA, HIBA, WISSAL, YOUSRA, FATIMA, AMINA, MAREIM, IMANE, SARAH, NOUHA ,ELKHENSA

A tous ceux qui m'ont connu et m'aimé

والحمد لله كل الحمد لله رب العرش العظيم

Belshadj kheira

Ce qui sont les plus chers au monde, mes parents : A mon père, pour m'avoir soutenu moralement, matériellement et financier jusqu'à ce jour. Père, ce travail est le tien.

A ma mère, voici l'aboutissement de tes nombreuses nuits de prières de ta sagesse et ta générosité pour votre petit fils. Chère mère, ce travail est le fruit de tes efforts.

A mon frère OUSSAMA le chemin est dur et encore long, il faudrait du courage et beaucoup de chance, que dieu te garde.

Je n'oublie jamais la générosité illimitée de mes sœurs : KHAWLA, FATNA. Leurs soutien moral et financier, sans lesquels je n'aurais pu continuer mes études dans de bonnes conditions, tous simplement je voudrais leurs dire je les aime de tout mon cœur.

A mes neveux et nièces : BOUTOUT ZIAD , SARA, ASIL et SALAH Je vous souhaite beaucoup de chance. J'espère que vous allez suivre le pas de votre tante, que Dieu vous protège.

Bouzir Nessrine

Résumé

. La propagation de la pollution harmonique sur un réseau électrique de distribution comme les creux, les fluctuations de tension, les harmoniques, la puissance réactive et les déséquilibres de courant et de tension, émanant des charges non-linéaires, conduisent à un défaut sérieux qui dégrade la qualité de l'énergie électrique et qui ont des consensus catastrophiques sur les performances de tous les récepteurs connectés aux réseaux électriques.

L'objectif de ce projet est chercher une solution bien adéquate permettant d'éliminer cette pollution harmonique ou du moins les atténuées au plus bas niveau sur le réseau électrique en général et sur le courant de la source en particulier.

Théoriquement :

On a présenté les sources des harmoniques et les divers effets causés par les harmoniques sur les appareils électriques ; ainsi que les différentes solutions de dépollution. Ces solutions sont confirmées par simulation.

المخلص

ان انتشار التلوث التوافقي داخل شبكة توزيع الطاقة الكهربائية مثل الانخفاض في الجهد والتموجات المتغيرة للقيمة الفعالة للتوتر، والاضطرابات التوافقية، والاستطاعة الارتكاسية، الناتج من الحمولة الغير خطية، يؤدي إلى عواقب كارثية على أداء جميع أجهزة الاستقبال المتصلة بشبكات الكهرباء.

الهدف من هذا المشروع هو البحث عن حل مناسب للغاية للقضاء على هذا التلوث التوافقي أو على الأقل تخفيفه عند أدنى مستوى على الشبكة الكهربائية بشكل عام وعلى تيار المصدر بشكل خاص.

تم عرض مصادر التوافقيات والتأثيرات المختلفة التي تسببها التوافقيات على الأجهزة الكهربائية. بعد ذلك قمنا بدراسة عدة طرق مستخدمة للتقليل من تأثير هذه التوافقيات وجعل تيار المنبع

REMERCEMENTS

DÉDICACE

RESUME

I

ملخص

II

SOMMAIRE

III

LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

IV

LISTE DES FIGURES

V

LISTE DES TABLEAUX

VI

INTRODUCTION GÉNÉRALE

VII

Chapitre I : Les Source D'harmonique Et Dépollution.

I.1. Introduction	2
I.2. Les harmoniques	2
I.3. Les sources d'harmoniques	2
I.3.1. Les appareils de production, de transport et de distribution	3
I.3.1.1. Convertisseurs statiques	3
I.3.1.2. Dispositifs à caractéristique tension-courant non linéaire.....	4
I.3.2 Les charges industrielles	4
I.3.3. Les charges domestiques	5
I.4. Les effets des harmoniques	6
I.4.1. Pertes	6
I.4.2. Bruits	6
I.4.3. Forces contre électromotrice	6
I.4.4. Baisse du facteur de puissance	7
I.4.5. Interférences et perturbation des appareils de mesure et de communication	7
I.5. Caractérisation et normes des perturbations harmoniques	7
I.5.1. Le taux de distorsion harmoniques THD.....	8
I.5.2. Le facteur de puissance	8
I.6. Décomposition du courant distordu périodique en série de Fourier	9
I.6.1. Décomposition en série de Fourier.....	9
I.6.2. Fourier comprend deux volets	9

SOMMAIRE

I.7. Conséquences des harmoniques	11
I.7.1 Effets instantanés	11
I.7.1.1 Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques.....	11
I.7.1.2. Trouble fonctionnel des micro-ordinateurs.....	11
I.7.1 .3. Vibrations et bruits	11
I.7.2. Effets à terme	11
I.7.2.1. Echauffement des câbles et des équipements	11
I.7.2.2. Echauffement des condensateurs.....	12
I.7.2 .3. Echauffements et pertes supplémentaires des machines et des transformateurs	12
I.8. Taux de Distorsion Harmonique (THD)	12
I.9. Le facteur de puissance lié à la consommation de l'énergie réactive	13
I.10. Normes imposées sur le THD	14
I.11. Solutions de filtrage des harmoniques	15
I.11.1 Méthodes classiques (filtrage passif)	15
I.11.2. Méthodes modernes (filtrage actif)	15
I.11.2.1. Filtres actifs parallèles	15
I.10.2.2. Filtre actif série	16
I.10.2.3. Filtres hybrides actifs et passifs	16
I.11.2.3.1. Configuration des filtres hybrides	16
I.11.2.3.1.1. Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.....	16
I .11.2.3.1.2. Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif	17
I.11.2.3.1.3. Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif	17
I.12.Conclusion	18

Chapitre II: redresseurs à 6 et 12 pulsations.

II.1. Introduction	20
II.2. Redressement non commandé PD3 (à diodes)	20
II.2.1. Etude du redresseur à 6 pulsations avec charge résistive	20
II.2.1.1. Etude théorique	21
II.2.1.2. Les résultats de simulation	21
II.2.1.3. Interprétation les résultats	24

SOMMAIRE

II.2.2. Etude du redresseur avec une charge inductive à 6 pulsation (réseau idéal)	24
II.2.2.1. Résultats de simulation	25
II.2.2.2. Interprétation des résultats de simulation	27
II.2.3. Redresseur 12 pulsations en série (réseau idéal).....	28
II.2.3.1. Etude théorique	28
II.2.3.2. Résultats de simulation	30
II.2.3.3. Interprétation des résultats de simulation	32
II.2.4. Redresseur à 12pulsations en parallèle (idéal).....	32
II.2.4.1. Etude théorique	33
II.2.4.2. Résultats de simulation	33
II.2.4.3. Interprétation des résultats de simulation	35
II.3. Redressement commandé PD3 (à 6 Thyristors).....	36
II.3.1. Principe de fonctionnement	36
II.3.2. Etude des tensions	36
II.3.3. Etude des courants	36
II.3.4. Charge résistive (pont 6 pulsations).....	36
II.3.4.1. Angle d'amorçage $\alpha = 80$	39
II.3.4.1.1. Interprétation	40
II.3.4.2. Angle d'amorçage $\alpha=50$	40
II.3.4.2.1. Interprétation	43
II.3.4.3. Angle d'amorçage $\alpha=20$	43
II.3.4.3.1. Interprétation	46
II.3.5. Redressement commandé (à Thyristors) 12 pulsations en série.....	46
II.3.5.1. Angle d'amorçage $\alpha=50$	46
II.3.5.2. Angle d'amorçage $\alpha=20$	49
II.3.5.2.1. Interprétation	51
II.3.5.3. Angle d'amorçage $\alpha=5$	52
II.3.5.3.1. Interprétation	54
II.3.6. Redressement commandé (à Thyristors) 12 pulsations en parallèle...	54

SOMMAIRE

II.3.6.1. Angle d'amorçage $\alpha=50$	54
II.3.6.1.1. Interprétation	57
II.3.6.2. Angle d'amorce $\alpha=20$	58
II.3.6.2.1. Interprétation	60
II.3.6.3. Angle d'amorçage $\alpha=5$	60
II.3.6.3.1. Interprétation	62
II.4. Conclusion	63
<i>Chapitre III : filtrage actif : redresseur mli et filtre actif parallèle</i>	
III.1. Introduction	65
III.2. Redresseur à absorption sinusoïdale (MLI).....	65
III.2.1. Redresseur MLI sinus-triangulaire sans régulation de la tension du bus continu.....	65
III.2.1.1. Le principe de la commande sinus-triangulaire.....	65
III.2.1. 2. Inconvénients de la MLI.....	67
III.2.1.3. Simulation du redresseur MLI sinus-triangle sans régulation de la tension du bus continu.....	68
III.2.1.3.1. Schéma de simulation.....	68
III.2.1.3.2. Résultats de simulation.....	69
III.2.1.3.3. Interprétation des résultats.....	70
III.2.2 redresseur à absorption sinusoïdale contrôlé par hystérésis sans régulation de la tension du bus continu.....	71
III.2.2.1 Principe de la commande par hystérésis en courant.....	71
III.2.2.2. Inconvénients de la commande par hystérésis.....	72
III.2.2.3 simulation du redresseur MLI à hystérésis sans régulation de la tension du bus continu.....	72
III.2.2.3.1. Schéma de simulation.....	73
III.2.2.3.2. Résultats de simulation	74
III.2.2.3.3. Interprétation des résultats	76
III.2.3. Redresseur à absorption sinusoïdale à hystérésis avec régulation de la tension du bus continu.....	77
III.2.3.1. Principe de régulation de la tension du bus continu.....	77

SOMMAIRE

III.2.3.2 Régulateur proportionnel-intégral PI	79
III.2.3.3. Redresseur MLI à hystérésis avec régulation de la tension bus continue	80
III.2.3.3.1. Schéma de simulation	81
III.2.3.3.2. Résultats de simulation.....	82
III.2.3.3.3. Interprétation des résultats.....	83
III.2.3.4. Variation de la tension de référence	84
III.2.3.4.1. Schéma de simulation.....	84
III.2.3.4.2. Résultats de simulation	85
III.3. Filtre actif shunt commandé par hystérésis.....	86
III.3.1. Principe de fonctionnement d'un Filtre Actif Parallèle (FAP) à structure Tension.....	86
III.3.2. Structure générale du filtre actif parallèle.....	86
III.3.3. Etude de la partie puissance.....	88
III.3.3.1. Onduleur de tension.....	88
III.3.3.2. Onduleur de tension à deux niveaux.....	88
III.3.3.2.1. Structure générale.....	88
III.3.3.2.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	89
III.3.3.2.3. Tension fournie par l'onduleur.....	89
III.3.4 Etude de la partie contrôle-commande.....	92
III.3.4.1 Les méthodes d'identification des courants harmoniques.....	92
III.3.4.1.1. Méthode des courants.....	92
III.3.4.1.1.1. Algorithme de la méthode des courants.....	93
III.3.4.2 Contrôle des courants du filtre actif.....	94
III.3.4.2.1. Commande par hystérésis.....	94
III.3.4.3. Simulation du filtre actif parallèle avec un onduleur de tension deux niveaux.....	96
III.3.4.3.1. Schéma de simulation	97
III.3.4.3.2. Résultats de simulation.....	98
III.3.4.3.3. Interprétation des résultats.....	100

SOMMAIRE

III.4. Conclusion.....	100
CONCLUSION GÉNÉRALE	VIII
Bibliographique	IX

Liste des abréviations et symboles

PD3 : pont de diode en triphasé

D1, D2, D3, D4, D5 et D6 : les diodes.

V1, V2 et V3 : Tensions de source.

THD : Taux de Distorsion Harmonique.

R : Résistance.

L : Inductance.

I₁ courant de la source de la phase 1

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

V_c: tension aux bornes du condensateur de redresseur

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis

Figure	Titre	Page
Chapitre I : Les Source D'harmonique Et Dépollution.		
Figure (I.1)	Courbe de saturation d'un transformateur HTA-BT (courant d'enclenchement 13 pu, constante de temps 0,5s)..	3
Figure (I.2)	Tension (rouge) et courant (bleu) absorbés par un variateur 1270V-6kVA pour moteur asynchrone (mesures).....	4
Figure (I.3)	Courant absorbé par un écran plat d'ordinateur (mesure)....	5
Figure (I.4)	Tension et courant absorbés par une lampe basse consommation 2x15W-230 V (mesures).....	6
Figure (I.5)	Diagramme de Fresnel des puissances.....	9
Figure (I.6)	a) Filtre passif résonnant b) Filtre passif amorti.....	15
Figure (I.7)	Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.....	16
Figure (I.8)	Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.....	17
Figure (I.9)	Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif.....	17
Chapitre II : redresseurs à 6 et 12 pulsations		
Figure (II.1)	Schéma du redresseur triphasé à diodes avec une charge résistive (réseau idéal).....	20
Figure (II.2)	Allure des signaux entrée et sortie de la tension du redresseur PD3.....	22
Figure (II.3)	Allure de signal du courant de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3.....	22
Figure (II.4)	Allure de signal du courant de la source I1 du redresseur PD3.....	23
Figure (II.5)	Analyse spectrale du courant I1.....	23
Figure (II.6)	Schéma du redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes avec une charge inductiv.....	25

LISTE DES FIGURES

Figure (II.7)	Allure des signaux entrée et sortie de la tension du redresseur.....	25
Figure (II.8)	Allure des signaux des courants de la source I1 I2 I3 avec une charge inductive.....	26
Figure (II.9)	Allure du signal du courant de la source I1 avec une charge inductive.....	26
Figure (II.10)	Analyse spectrale du courant I1.....	27
Figure (II.11)	Montage redresseur à 12 pulsations.....	28
Figure (II.12)	Allures des signaux de sortie des deux ponts, ainsi que la tension globale du redresseur.....	30
Figure (II.13)	Courants I1(t), I2(t), I3(t) au primaire du transformateur d'entrée du montage redresseur à 12 pulsations.....	30
Figure (II.14)	Allure du signal du courant de la source I1.....	31
Figure (II.15)	Analyse spectrale du courant I1.....	31
Figure (II.16)	Montage redresseur à 12 pulsations (connexion en parallèle)	33
Figure (II.17)	Allures des signaux de sortie des tensions des ponts redresseurs ainsi que la tension globale.....	33
Figure (II.18)	Courants I1(t), I2(t), I3(t) au primaire du transformateur d'entrée du montage redresseur à 12 pulsations (montage en parallèle).....	34
Figure (II.19)	Allure du signal du courant de la source I1.....	34
Figure (II.20)	Analyse spectrale du courant I1.....	35
Figure (II.21)	Schéma du redresseur pont de Graëtz triphasé à thyristor (commandé).....	37
Figure (II.22)	Allure des signaux des tensions d'entrée et sortie du redresseur PD3	37
Figure (II.23)	Allure du signaux des courants de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3 commandé.....	38
Figure (II.24)	Allure du signal du courant de la source I1 du redresseur PD3 commandé.....	38

LISTE DES FIGURES

Figure (II.25)	Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur PD3 commandé.....	39
Figure (II.26)	Allure des signaux des tensions d'entrée et sortie du redresseur PD3.....	40
Figure (II.27)	Allures des signaux des courants de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3 commandé.....	41
Figure (II.28)	Allure du signal du courant de la source I1 du redresseur PD3 commandé.....	41
Figure (II.29)	Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur PD3 commandé.....	42
Figure (II.30)	Allures des signaux des tension d'entrée et sortie du redresseur PD3 commandé.....	43
Figure (II.31)	Allures des signaux des courants de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3 commandé.....	44
Figure (II.32)	Allure du signal du courant de la source I1 du redresseur PD3 commandé.....	44
Figure (II.33)	Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur PD3 commandé.....	45
Figure (II.34)	Montage redresseur à thyristors à 12 pulsations.....	46
Figure (II.35)	Allures des signaux des tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension de sortie totale.....	47
Figure (II.36)	Allures des signaux des courants de la source I1 I2 I3 d'un redresseur commandé avec une charge inductive.....	47
Figure (II.37)	Allure du signal du courant de la source I1 d'un redresseur PD3 commandé avec une charge inductive.....	48
Figure (II.38)	Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur commandé avec une charge inductive.....	48
Figure (II.39)	tensions des deux ponts ainsi que la tension totale.....	49
Figure (II.40)	courants de la source I1 I2 I3 d'un redresseur commandé (12 pulsations) avec une charge inductive.....	50
Figure (II.41)	courant de phase I1.....	50

Figure (II.42)	Analyse spectrale du courant I1 de la source avec une charge inductive.....	51
Figure (II.43)	tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension totale....	52
Figure (II.44)	courants de la source I1 I2 I3 avec une charge inductive.....	52
Figure (II.45)	courant de la source I1 avec une charge purement inductive..	53
Figure (II.46)	Analyse spectrale du courant I1 de la source avec une charge inductive.....	53
Figure (II.47)	Montage redresseur à 12 pulsations (à Thyristors) en parallèle.....	55
Figure (II.48)	tensions de sortie de chaque pont ainsi que la tension totale..	55
Figure (II.49)	courants de la source I1 I2 I3 du redresseur commandé avec une charge inductive.....	56
Figure (II.50)	courant de la source I1.....	56
Figure (II.51)	Analyse spectrale du courant I1 de la source avec une charge inductive.....	57
Figure (II.52)	tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension totale...	58
Figure (II.53)	courants de la source I1 I2 I3.....	58
Figure (II.54)	courant de la source I1 avec une charge inductive.....	59
Figure (II.55)	Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur commandé avec une charge inductive.....	59
Figure (II.56)	tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension totale...	60
Figure (II.57)	courants de la source I1 I2 I3 avec une charge inductive.....	61
Figure (II.58)	courant de la source I1 avec une charge inductive.....	61
Figure (II.59)	Analyse spectrale du courant I1.....	61
<i>Chapitre III : filtrage actif : redresseur mli et filtre actif parallèle</i>		
Figure (III.1)	Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale.....	66
Figure (III.2)	schéma bloc du redresseur MLI sinus-triangle sans régulation du bus continu.....	68
Figure (III.3)	Tensions de référence et triangulaire V_{ref} $V_{traï}$	69
Figure (III.4)	Allure du courant I_a de la source.....	69

Figure (III.5)	Allures du courant I_a et de la tension V_{sa} de la source.....	70
Figure (III.6)	tension d'entrée du pont convertisseur V_{an}	70
Figure (III.7)	Principe du contrôle par hystérésis.....	71
Figure (III.8)	schéma bloc du redresseur MLI à hystérésis sans régulation du bus continu.....	73
Figure (III.9)	Allure du courant I_a de la source.....	74
Figure (III.10)	Allure du courant de référence I_{aref}	74
Figure (III.11)	Allures des courants I_a , $I_{aref} + \Delta i$ et $I_{aref} - \Delta i$	75
Figure (III.12)	Allure du courant I_a et la tension V_1 de la source.....	75
Figure (III.13)	Tension d'entrée du pont convertisseur V_{ent}	76
Figure (III.14)	schéma de régulation du redresseur commandé.....	77
Figure (III.15)	schéma de contrôle simplifié.....	78
Figure (III.16)	schéma bloc du redresseur avec régulation du bus continu....	81
Figure (III.17)	Allure des tensions V_{dc} et V_{dcref}	82
Figure (III.18)	Allure du courant I_1 de la source.....	82
Figure (III.19)	Allures du courant I_1 et de la tension V_1 de la source.....	83
Figure (III.20)	tension d'entrée du convertisseur.....	83
Figure (III.21)	schéma bloque du redresseur MLI avec régulation du bus continu.....	84
Figure (III.22)	Allures des tensions V_{dc} et V_{dcref}	85
Figure (III.23)	Allure du courant I_1 et la tension V_1	85
Figure (III.24)	Principe du filtre actif parallèle.....	86
Figure (III.25)	Courant de source, charge et filtre.....	86
Figure (III.26)	Schéma de principe d'un FAP à structure tension.....	87
Figure (III.27)	Onduleur de tension deux niveaux.....	88
Figure (III.28)	Schéma représentant le principe d'identification des courants harmoniques.....	93
Figure (III.29)	schéma du filtre actif parallèle.....	94
Figure (III.30)	Principe de la commande du courant par hystérésis.....	95
Figure (III.31)	Bande d'hystérésis et signal de commande d'un interrupteur.	96

LISTE DES FIGURES

Figure (III.32)	Schéma bloc du filtre actif parallèle commandé par hystérésis.....	97
Figure (III.33)	Allures des courants de la source après compensation.....	98
Figure (III.34)	Allures du courant de référence et du courant injecté par le filtre.....	98
Figure (III.35)	Allures du courant et de la tension de la source.....	99
Figure (III.36)	Spectre des harmoniques du courant de la source.....	99

Tableau	Titre	Page
	<i>Chapitre II: redresseurs à 6 et 12 pulsations</i>	
Tableau(II.1)	paramètres de simulation.....	20
Tableau(II.2)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	24
Tableau (II.3)	paramètres de simulation.....	24
Tableau (II.4)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	27
Tableau (II.5)	paramètres de simulation.....	28
Tableau (II.6)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	32
Tableau (II.7)	paramètres de simulation.....	32
Tableau (II.8)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	35
Tableau (II.9)	paramètres de simulation.....	36
Tableau (II.10)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	39
Tableau (II.11)	paramètres de simulation.....	40
Tableau (II.12)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	42
Tableau (II.13)	paramètres de simulation.....	43
Tableau (II.14)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	45
Tableau (II.15)	paramètres de simulation.....	46
Tableau (II.16)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	49
Tableau (II.17)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	51

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (II.18)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	54
Tableau (II.19)	paramètre de simulation.....	54
Tableau (II.20)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	57
Tableau (II.21)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	60
Tableau (II.22)	Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.....	62

Chapitre III : filtrage actif : redresseur mli et filtre actif parallèle

Tableau (III.1)	paramètres de simulation.....	68
Tableau (III.2)	paramètres de simulation.....	72
Tableau (III.3)	paramètres de simulation.....	80
Tableau (III.4)	Obtention des deux niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs.....	89
Tableau (III.5)	Obtention des deux niveaux de tension pour toutes les combinaisons possibles.....	91
Tableau (III.6)	Paramètres utilisés dans la simulation du filtre actif parallèle avec un onduleur de tension deux niveaux.....	96

Introduction Générale

La pollution harmonique est un problème relativement récent qui est apparu avec les progrès de l'électronique de puissance.

Cette pollution affecte non seulement la propre installation, mais aussi les consommateurs voisins.

Les contraintes économiques liées sont importantes pour les entreprises ; diminution du facteur de puissance, surdimensionnement et vieillissement prématuré des installations, déclenchement des systèmes de protection (disjoncteur), ...

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie. En effet, ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive.

Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde du courant du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elles ont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquence différente de celle du fondamental.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres.

Après une introduction générale, Le chapitre un sera consacré à une étude générale concernant les sources d'harmoniques, leurs conséquences, les méthodes de dépollution et les normes.

Le chapitre deux sera consacré à l'étude des redresseurs triphasés à six pulsations commandés et non commandés ; en montrant les harmoniques introduits par ces convertisseurs au niveaux réseau. En deuxième partie on présente une solution pour la dépollution du réseau électrique. Cette méthode est différente des filtres passifs classiques ; elle repose sur l'augmentation du nombre de pulsations (12 pulsations au lieu de 6). Des résultats de simulation seront présentés pour valider cette approche.

Le chapitre trois est consacré à une autre solution de dépollution, qui est le redresseur à MLI (filtrage actif). Deux cas seront considérés an niveau du contrôle ; avec MLI et avec hystérésis, sans et avec boucle de régulation du bus continu. Pour la validation, des résultats de simulation sont présentés. En deuxième partie on traite le filtre actif shunt (parallèle). Cette technique repose sur l'identification des harmoniques dans le réseau, créés par une charge non linéaire ; puis l'injection des harmoniques inverses pour rendre le courant du réseau sinusoïdal. Toujours dans le cadre de la validation des résultats de simulation sont présentés.

Le mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE I

SOURCE D'HARMONIQUES ET DEPOLLUTION

I.1. Introduction

Les courants harmoniques sont causés par des charges non linéaires connectées au système de distribution. Une charge est dite non linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme d'onde que la tension d'alimentation.

Deux types de solutions sont possibles. La première consiste à utiliser des convertisseurs statiques qui polluent moins ou moins, tandis que le second consiste en la mise en place d'un filtrage des composantes harmoniques. La première classe de solutions concerne avec la conception tandis que le second est de compenser les courants ou tensions harmoniques. On distingue deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.2. Les harmoniques

Les harmoniques sont une déformation fréquente de la tension et du courant sinusoïdaux purs. La forme d'onde contient non seulement une composante à la fréquence fondamentale (50 Hz) mais également des composantes à des fréquences qui en sont des multiples (100 Hz, 150 Hz, etc.). Sous l'influence de ces harmoniques, la forme d'onde est déformée, et des pics peuvent se produire, qui sont beaucoup plus importants qu'avec une forme sinusoïdale pure. Une tension sinusoïdale produit un courant sinusoïdal. Les appareils correspondants sont qualifiés de systèmes linéaires. Les ampoules d'éclairage, le chauffage et la plupart des moteurs sont des exemples de systèmes linéaires. Certains appareils modernes ne font pas partie de cette catégorie. Parmi les charges non-linéaires, on recense les redresseurs, les alimentations commutées (ordinateurs), les régulateurs de fréquence, les lampes à LED, les ampoules à économie d'énergie, les gradateurs, les fours à induction, etc. Presque tous les appareils équipés de semi-conducteurs, tels que les contacteurs statiques, les transistors et/ou les diodes, sont des systèmes non linéaires. [1]

Une perturbation harmonique est définie comme une déformation de la forme d'onde d'un signal sinusoïdal pur. Sur le réseau électrique, les perturbations de la forme d'onde sont principalement dues à la présence de charges non linéaires. On peut prendre l'exemple des variateurs de vitesse, des ballasts électroniques pour l'éclairage, des matériels informatiques et plus généralement des appareils possédant un étage d'entrée avec des composants d'électronique de puissance. [2]

I.3. Les sources d'harmoniques

Les harmoniques sont des tensions et courants sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence du réseau. Les courants harmoniques sont produits dans de faibles proportions et avec de faibles niveaux de distorsion par les appareils de production, de transport et de distribution de l'électricité. Ce sont les charges domestiques et industrielles qui provoquent la plus grande proportion de courants harmoniques avec des niveaux de distorsion relativement élevés. [3]

I.3.1. Les appareils de production, de transport et de distribution

On retrouve dans cette catégorie les alternateurs et les transformateurs. La tension délivrée par un alternateur ne peut pas être parfaitement sinusoïdale, mais le choix de la distribution des enroulements et du nombre d'encoches par pôle réduit considérablement l'amplitude de ces harmoniques. En ce qui concerne les transformateurs, c'est la saturation du circuit magnétique qui va créer une déformation de la tension secondaire (cas d'une alimentation par le primaire). Avec la courbe de saturation représentée sur la Figure I-1, inspirée d'un transformateur HTA-BT, et avec une tension primaire égale à 1.2 pu, les taux d'harmoniques de la tension secondaire sont inférieurs à 0,5%. Les harmoniques de tension créés dans ces situations sont donc très faibles. [3]

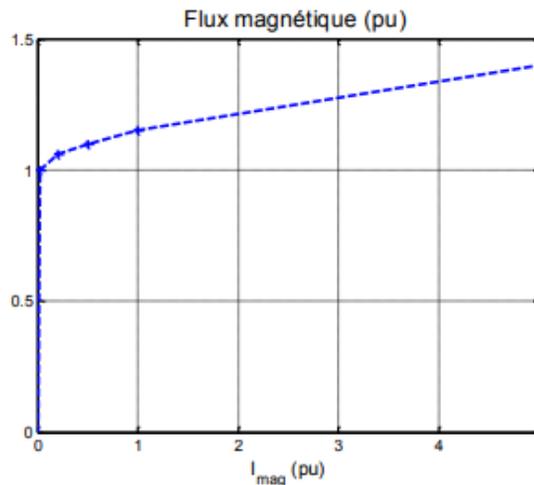


Figure I.1 : Courbe de saturation d'un transformateur HTA-BT (courant d'enclenchement 13 pu, constante de temps 0,5s).

I.3.1.1. Convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont les sources d'harmoniques les plus gênantes du fait du nombre et de la puissance des dispositifs installés. On peut citer de manière non exhaustive :

- Les redresseurs monophasés et triphasés. Ils génèrent des harmoniques dont la fréquence dépend sensiblement de la commande adoptée. Un redresseur commandé en pleine onde de p pulsations engendre, du côté continu, des harmoniques de rang P_n , ($n=1,2,3\dots$) et du côté alternatif, des harmoniques de rang $P_n \pm 1$. Un redresseur commandé en MLI synchrone engendre des harmoniques de rang pair du côté continu et de rang impair du côté alternatif, si l'indice de modulation $m = \frac{f_{MLI}}{f_0}$ est impair et des harmoniques pairs et impairs de deux côtés si m est pair.
- Les cyclo convertisseurs utilisés pour régler la vitesse des moteurs à courant alternatif. Ils génèrent des spectres complexes, généralement riches en fréquences et dépendant de leur structure et de leur commande.

- Les gradateurs utilisés dans les entraînements de faible puissance, les systèmes d'éclairage et de chauffage et les systèmes de conduite des réseaux. Les gradateurs génèrent des harmoniques dont l'amplitude et la phase dépendent de l'angle d'allumage des thyristors. [3]

I.3.1.2. Dispositifs à caractéristique tension-courant non linéaire

Parmi les dispositifs à caractéristique tension-courant non linéaire on distingue :

- Les fours à arc. Les fours à arc sont connectés directement au réseau de transmission, généralement sans recours à un filtrage adéquat. Leur impédance varie de manière aléatoire et de surcroît, elle est particulièrement asymétrique. Par ailleurs les fours à arc génèrent des harmoniques de toutes les fréquences, ainsi que des inters harmoniques dont les amplitudes dépassent nettement le bruit de fond.

- Les inductances saturées. De telles inductances ont leur impédance fonction de l'amplitude du courant qui les traverse, et de ce fait provoquent par contre-réaction des déformations notables de ce courant.

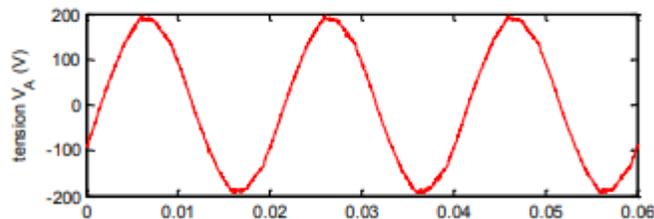
- Les transformateurs. A cause de leur caractéristique tension-courant non linéaire, les transformateurs génèrent des harmoniques qui dépendent sensiblement de l'amplitude et de la forme de la tension d'alimentation.

- Les machines tournantes. Elles engendrent des harmoniques d'amplitudes souvent négligeables.

Les petites machines synchrones sont toutefois génératrices de tensions harmoniques de rang 3. [3]

I.3.2 Les charges industrielles

Dans ces charges industrielles, on va retrouver tous les convertisseurs de puissance (redresseur, onduleur), les fours à arc, les fours à induction et d'autres matériels. Les appareils équipés de convertisseurs statiques représentent une part importante de la pollution harmonique générée par les charges industrielles, et ceci est d'autant plus vrai que leur nombre et la puissance installée ne font qu'augmenter (variateur de machine asynchrone, redresseur sur charge RL pour alimenter une machine à courant continu...). La Figure 2 montre la tension et le courant absorbés par un variateur pour moteur asynchrone, avec notamment un courant riche en harmoniques. [3]



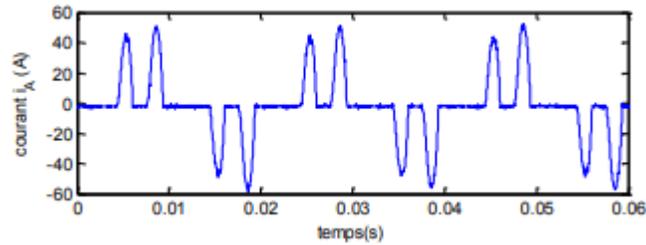


Figure I.2 : Tension (rouge) et courant (bleu) absorbés par un variateur 1270V-6kVA pour moteur asynchrone (mesures)

I.3.3. Les charges domestiques

Les charges domestiques ont des puissances unitaires bien inférieures à celles des charges industrielles. Mais comme elles sont nombreuses et peuvent fonctionner en même temps pendant une longue durée, elles peuvent fortement perturber les formes d'ondes du courant et de la tension. Les appareils qui contribuent le plus à la distorsion des grandeurs électriques sont les récepteurs de télévision, les ordinateurs, les appareils commandés par des triacs (gradateur de lumière, équipements électroménagers) et les lampes fluorescentes.

Les appareils électroniques grand public et les lampes à ballast sont en général alimentés par des ponts redresseurs à diode avec une forte capacité pour filtrer la tension redressée. Tous les appareils équipés par ces convertisseurs absorbent des courants sous forme d'impulsions de courant (Figure I.3) qui ont un contenu harmonique riche mais ne sont pas forcément en phase (pont redresseur avec capacité et lampes basse consommation ne fournissent pas des courants en phase). La (Figure I.4) montre la tension et le courant absorbés par une lampe basse consommation. [3]

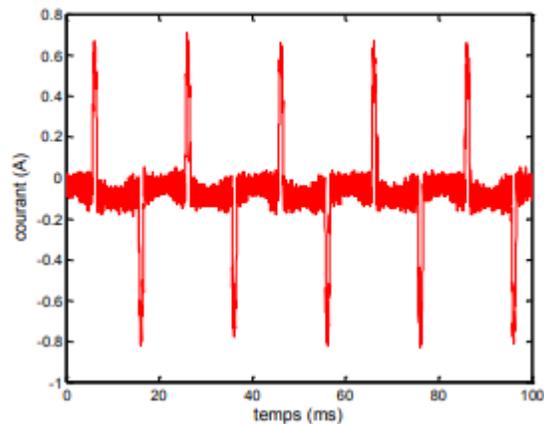


Figure I.3 : Courant absorbé par un écran plat d'ordinateur (mesure)

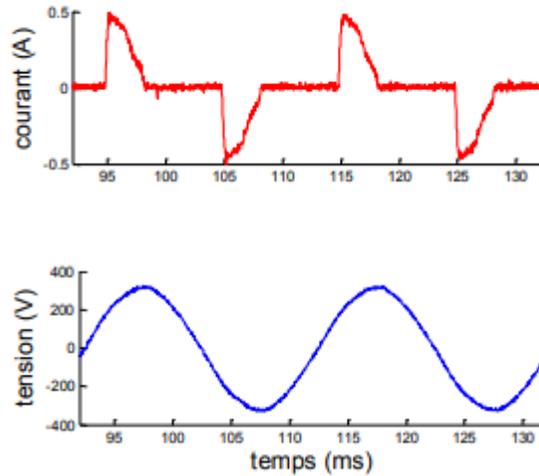


Figure I.4 : *Tension et courant absorbés par une lampe basse consommation 2x15W-230 V (mesures)*

I.4. Les effets des harmoniques

I.4.1. Pertes

Les harmoniques ont pour effet d'augmenter les pertes dans les équipements électriques alimentés par le réseau. Les pertes joules ne dépendent pas en première approximation de la fréquence du courant, mais de la somme géométrique des harmoniques du courant

$$P_{\text{perte joules}} = R \cdot I^2 = R \sum_{n=1}^{\infty} i_n^2. \quad (\text{I-1})$$

Les appareils utilisant un circuit magnétique sont sensibles aux harmoniques. En effet, les pertes d'hystérésis sont proportionnelles à la fréquence du courant, celles par courant de Foucault à la fréquence du courant au carré, les harmoniques de rang élevé produisent donc des pertes importantes même si leur amplitude est faible

Ces pertes causent à leur tour des échauffements dans les appareils électriques qui voient donc leur durée de vie se réduire. [4]

I.4.2. Bruits

Le bruit des appareils électriques provenant principalement de la magnétostriction, les harmoniques contribuent aux émissions sonores [4]

I.4.3. Forces contre électromotrice

Dans les moteurs électriques de grandes tailles, la cinquième harmonique produit une force contre électromotrice freinant la rotation. On parle de couple vibratoire [4]

I.4.4. Baisse du facteur de puissance

Dans un réseau parfaitement sinusoïdal, le facteur de puissance est égal $\cos(\varnothing) = 1$. Le déphasage entre le courant et la tension est nul. Les harmoniques imposent de corriger ce facteur. Le facteur de puissance total, noté PF est égal à

$$PF = \cos(\varnothing) \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (I-2)$$

I.4.5. Interférences et perturbation des appareils de mesure et de communication

Les appareils de mesure reposant sur la détection d'un passage par zéro d'un courant ou d'une tension peuvent voir leur fonctionnement perturbé par les harmoniques 3.

Les harmoniques présents dans le réseau électrique peuvent induire des courants de même fréquence dans les lignes téléphoniques ou autres lignes de transmission (télévision, internet, etc.) à proximité. Si les fréquences des harmoniques sont proches de celles du signal transporté par cette ligne, celui-ci est pollué, ce qui peut affecter la qualité des communications transmises.

L'expansion des systèmes numériques dans lesquels il est possible d'installer des filtres numériques plus performants a néanmoins réduit la sensibilité de ces appareils à ce problème.

Principaux générateurs d'harmoniques : ce sont les démarreurs électroniques, les variateurs de vitesse et convertisseurs de fréquence, onduleurs, alimentations à découpage, lampes à décharge, ordinateurs, téléviseurs, etc. ...

Effets instantanés, ils créent des perturbations dans le fonctionnement des appareils de protection et de commutation.

Effets à moyen et long terme : ils engendrent l'échauffement des matériels électriques, et causent un vieillissement prématuré de ceux-ci.

Certains appareils, contenant en général des éléments d'électronique de puissance, les différents convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique, et absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. La Figure I-2 illustre les courants non sinusoïdaux absorbés par la charge non linéaire la plus répandue : le redresseur à diodes ou à thyristors. Ce dispositif génère les harmoniques impairs non multiples de 3 (dans le cas triphasé) $n=k6+1$, les plus importants étant les harmoniques 5, 7, 11 et 13, et la figure I.2 représente les courants absorbés par un redresseur à diode [4]

I.5. Caractérisation et normes des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive. [5]

I.5.1. Le taux de distorsion harmoniques THD

Étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD_i(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n i_{ci}^2}{i_{c1}^2}} \quad (I-3)$$

Avec i_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et i_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence. [5]

I.5.2. Le facteur de puissance

Le facteur de puissance est exprimé par le rapport de la puissance active (P) sur la puissance apparente (S). Les équipements électriques sont dimensionnés, généralement, pour les valeurs nominales de la tension et du courant. Un faible facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements :

$$\cos \varphi = \frac{p}{s} = \frac{p}{\sqrt{p^2 + Q^2}} \quad (I-4)$$

Où

Q : représente la puissance réactive.

En présence des harmoniques, la puissance déformante (D) donnée par la relation apparait. La figure, illustre le diagramme de Fresnel en présence d'harmoniques.

$$D = 3.V \sqrt{\sum_{h=2}^n i_h^2} \quad (I-5)$$

Où,

V : Valeur efficace de la tension du réseau électrique.

Ainsi le facteur de puissance devient :

$$F_t = \frac{p}{s} = \frac{P}{\sqrt{p^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I-6)$$

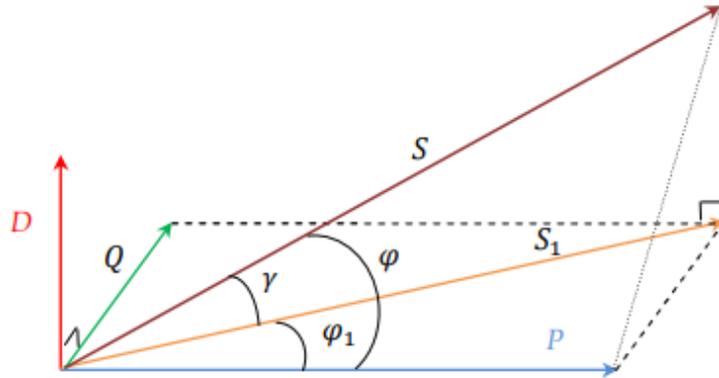


Figure. I.5: Diagramme de Fresnel des puissances

φ : déphasage entre la puissance active(p) et la puissance apparente (S) ;

φ_1 : déphasage entre la puissance active(p) et la puissance apparente (S_1) ;

γ : déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle-là dans le cas d'un système non-linéaire. [6]

I.6. Décomposition du courant distordu périodique en série de Fourier

I.6.1. Décomposition en série de Fourier

En analyse mathématique, les séries de Fourier sont un outil fondamental dans l'étude des fonctions périodiques. C'est à partir de ce concept que s'est développée la branche des mathématiques connue sous le nom d'analyse harmonique.

Un signal périodique de fréquence et de forme quelconque peut être obtenu en ajoutant à une sinusoïde de fréquence (fondamentale), des sinusoïdes dont les fréquences sont des multiples entiers. Ces signaux ont des amplitudes et des positions de phase appropriées.

De même, on peut décomposer toute onde récurrente en une somme de sinusoïdes (fondamentale et harmoniques). [7]

I.6.2. Fourier comprend deux volets

- L'analyse, qui consiste en la détermination de la suite de ses coefficients de Fourier ;
- La synthèse, qui permet de retrouver, en un certain sens, la fonction à l'aide de la suite de ses coefficients.

Au-delà du problème de la décomposition, la théorie des séries de Fourier établit une correspondance entre la fonction périodique et les coefficients de Fourier. De ce fait, l'analyse de Fourier peut être

considérée comme une nouvelle façon de décrire les fonctions périodiques. Des opérations telles que la dérivation s'écrivent simplement en partant des coefficients de Fourier. La construction d'une fonction périodique solution d'une équation fonctionnelle peut se ramener à la construction des coefficients de Fourier correspondants. Les séries de Fourier ont été introduites par Joseph Fourier en 1822, mais il a fallu un siècle pour que les analystes dégagent les outils d'étude adaptés : une théorie de l'intégrale pleinement satisfaisante et les premiers concepts de l'analyse fonctionnelle.

Elles font encore actuellement l'objet de recherches actives pour elles-mêmes, et ont suscité plusieurs branches nouvelles : analyse harmonique, théorie du signal, ondelettes. [8]

Une fonction périodique $f(t)$ de période T peut, sous certaines conditions mathématiques qui seront toujours réalisées dans la pratique en physique, se décomposer en une somme de fonctions sinusoïdales de la forme : (décomposition en séries de Fourier). [9]

$$F(t) = a_0 + \sum_n^{\infty} (a_n \cos n(\omega t) + b_n \sin n(\omega t)) \quad (n \text{ entier et } \omega = \frac{2\pi}{T}) \quad (I-7)$$

Les coefficients a_0 , a_n et b_n sont indépendants du temps et sont donnés par les intégrales suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n(\omega t) dt \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n(\omega t) dt [10]$$

Avec les charges non-linéaires, les courants ne sont pas sinusoïdaux et peuvent être considérés comme la somme d'un courant sinusoïdal de 50/60Hz appelé fondamental et d'une série de courants sinusoïdaux de fréquences multiples de la fréquence fondamentale appelés harmoniques.

Le courant alternatif périodique déformé absorbé par une charge non-linéaire peut être décomposé en série de Fourier comme :

$$I(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n(\omega t) + b_n \sin n(\omega t))$$

Avec les coefficients de Fourier sont.

$$a_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n(\omega t) d(\omega t) \quad (I-8)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin n(\omega t) d(\omega t) \quad (I-9)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n(\omega t) d(\omega t) \quad (I-10)$$

L'expression du courant d'une charge non-linéaire est :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (I-11)$$

Où : n est un nombre entier.

φ_n Est le déphasage de la composante harmonique à l'instant initial ($t = 0$).

D'une autre manière :

$$i(\omega t) = I_n \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (I-12)$$

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \text{Arctg} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (\text{I-13})$$

[10]

I.7. Conséquences des harmoniques

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

- les effets instantanés
- les effets à terme [11]

I.7.1 Effets instantanés

Ils apparaissent immédiatement dans certains appareillages. [11]

I.7.1.1 Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques

En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi période. Les appareils, dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés. [11]

I.7.1.2. Trouble fonctionnel des micro-ordinateurs

Les effets des harmoniques peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque. [11]

I.7.1 .3. Vibrations et bruits

Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques. [11]

I.7.2. Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet le plus important est de nature thermique, il se traduit par un échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent à un déclassement des équipements. [11]

I.7.2.1. Echauffement des câbles et des équipements

Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être, le siège dû au sur échauffement du neutre et les éléments bobinés (transformateurs, moteurs, etc..). [11]

I.7.2.2. Echauffement des condensateurs

L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage. [11]

I.7.2 .3. Echauffements et pertes supplémentaires des machines et des transformateurs

Échauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotorique (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

- Valeurs des courants efficaces plus élevées que celle nécessaires pour les besoins énergétiques de la charge.
- Résonance en tension sur un système composé de condensateurs destinés à relever le facteur de déplacement.
- Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques. [11]

I.8. Taux de Distorsion Harmonique (THD)

Le taux de distorsion harmonique est une mesure de la linéarité du traitement du signal effectuée en comparant le signal en sortie d'un appareil à un signal d'entrée parfaitement sinusoïdal. La non-linéarité du système déforme cette sinusoïde. Le signal de sortie reste un phénomène périodique. Un signal phénomène périodique peut s'analyser en une somme de sinusoïdes de fréquences multiples de celle donnant la période, appelée fréquence fondamentale. Chacune de ces sinusoïdes est un harmonique de rang égal au quotient de sa fréquence par la fréquence fondamentale. Le taux de distorsion harmonique est le rapport des valeurs efficaces entre le signal fondamental et les autres.

Le taux de distorsion harmonique se mesure normalement harmonique par harmonique dans les phases de conception et d'essai des matériels. L'indication de la répartition des harmoniques permet, en effet, de diagnostiquer l'origine des non linéarités. Certaines formes de distorsion peuvent être plus indésirables que d'autres.

Notre étude se limite au cas où la source est sinusoïdale et/ou le courant absorbé par la charge est entaché de composants harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique (THD) est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Il s'évalue par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde déformée du courant. Il est donné par l'expression suivante : [12]

$$THD_i (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n i_{ci}^2}}{i_{c1}} \quad (I-14)$$

Avec :

La valeur efficace de la composante fondamentale du courant de charge est i_{c1} et i_{ci} les valeurs exactes des différentes composantes harmoniques du courant de charge. Par analogie, le taux global de distorsion harmoniques des tensions peut s'écrire : [12]

$$THD_u (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n u_{ci}^2}}{u_{c1}} \quad (I-15)$$

I.9. Le facteur de puissance lié à la consommation de l'énergie réactive

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P, réactive Q et déformante D. Son expression est donnée par l'équation suivante : $\sqrt{p^2 + Q^2 + D^2}$ (I-16)

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant avec :

$$D=3E\sqrt{I_c^2 + I_{c1}^2} \quad (I-17)$$

où I_c est la valeur efficace du courant de la charge.

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance F_p est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$F_t = \frac{p}{s} = \frac{p}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I-18)$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1, en posant :

$$p=3Ei_{c1} \cos(\varphi) \quad (I-19)$$

On aura

$$F_t = \frac{i_{c1}}{i_c} \cos(\varphi) = F_{dis} \cos(\varphi) \quad (I-20)$$

Où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît φ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension. Afin d'éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont imposés aux utilisateurs. [13]

I.10. Normes imposées sur le THD

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) définies :

- au niveau international par la CEI,
- au niveau européen par le CENELEC,
- au niveau français, par l'UTE et le CEF,

En effet, ces normes ont été établies par des groupes d'experts internationaux, qui représentent les constructeurs, les utilisateurs de matériels, ainsi que par des représentants de laboratoires d'essais, des consultants et des universitaires spécialistes du domaine considéré.

Afin de faciliter la connaissance des normes pour chaque domaine, les normes CEI qui couvrent tous les domaines de l'électrotechnique sont numérotées et référencées comme par exemple CEI 61000 sur la compatibilité électromagnétique et CEI 60063 qui définit les séries de valeurs normalisées pour les résistances et condensateurs, etc. Les normes internationales publiées par la CEI dans les domaines de l'électricité et de l'électronique ont pour objectifs de :

- faciliter les échanges dans le monde en supprimant les barrières techniques,
- assurer la qualité des produits,
- garantir l'interopérabilité des produits et des systèmes,
- contribuer à la sécurité lors de l'utilisation des produits,
- contribuer à la protection de l'environnement et à la qualité de vie.

Au niveau international (CEI), les normes CEI 61000 publiées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) sont divisées en plusieurs parties, conformément à la structure suivante :

- 1- Généralités,
- 2- Environnement,
- 3- Limites,
- 4- Techniques d'essais et de mesures,
- 5- Guide d'installation et d'atténuation,
- 6- Normes génériques. [14]

I.11. Solutions de filtrage des harmoniques

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes : [15]

I.11.1 Méthodes classiques (filtrage passif)

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, résistance) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Ce filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti. [16]



Figure I.6 a) *Filtre passif résonnant*

b) *Filtre passif amorti*

I.11.2. Méthodes modernes (filtrage actif)

Les solutions traditionnelles de dépollution ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger. Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs de puissance (Active Power Filters) sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [16]

I.11.2.1. Filtres actifs parallèles

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau est le plus souvent contrôlé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant coté réseaux sera ainsi sinusoïdal, cependant la tension au point de raccordement ne le sera que si la tension ne contient pas d'harmoniques. Ainsi l'objectif d'un filtre parallèle générateur de courant consiste à empêcher les courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire de circuler à travers l'impédance du réseau située en amont du point de connexion du filtre. Le dimensionnement du filtre actif est lié au courant

harmonique à générer. La majorité des filtres actifs parallèles actuellement installés sur les réseaux électriques fonctionne selon ce principe. [17]

I.11.2.2. Filtre actif série

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose à une éventuelle tension harmonique venant de la source et également à celle provoquée par la circulation du courant harmonique de la charge polluante à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge polluante est purement sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas du courant dans le réseau car celui-ci est traversé par la totalité du courant de la charge. [17]

I.11.2.3. Filtres hybrides actifs et passifs

Malgré la grande attention portée sur les filtres actifs, leur application industrielle reste limitée à certains pays où les solutions traditionnelles sont inefficaces face à la prolifération des équipements polluants de fortes puissances sur un réseau qui n'est pas assez puissant partout. L'application industrielle de ces nouveaux dispositifs de filtrage est freinée par leur coût.

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs et ainsi augmenter leur potentialité d'application, l'association de filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs semble être une solution prometteuse. Donc on peut trouver plusieurs configurations, en voici quelque'une :

- Filtre actif série associée à un filtre passif parallèle ;
- Filtre actif en série avec filtre passif parallèle ;[17]

I.11.2.3.1. Configuration des filtres hybrides

I.11.2.3.1.1. Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans cette configuration, les deux filtres actif et passif sont directement connectés en série, sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme le décrit la figure I.4. Filtre actif parallèle associée à un filtre passif parallèle.

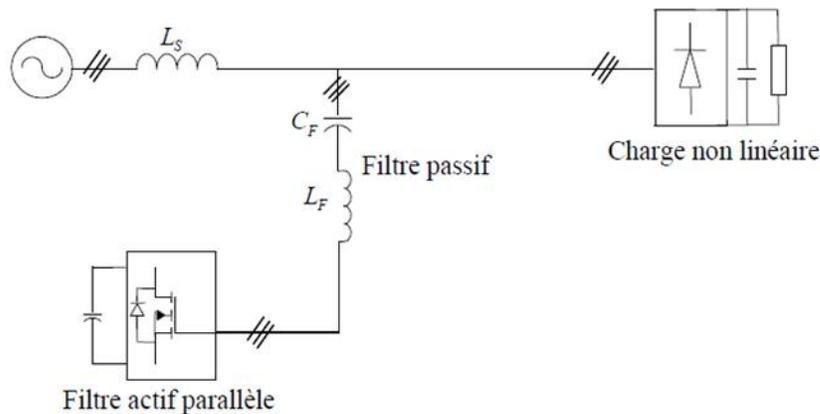


Figure I.7 : Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.

Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce système présente deux avantages : le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible et le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge. [18]

I .11.2.3.1.2. Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans cette topologie, le filtre actif est connecté en parallèle avec le filtre passif. Tous deux sont également en parallèle avec la charge. Le filtre actif parallèle sert à compenser les courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante alors que le filtre passif, accordé sur une fréquence harmonique élevée, permet de compenser les harmoniques hautes fréquences.[18]

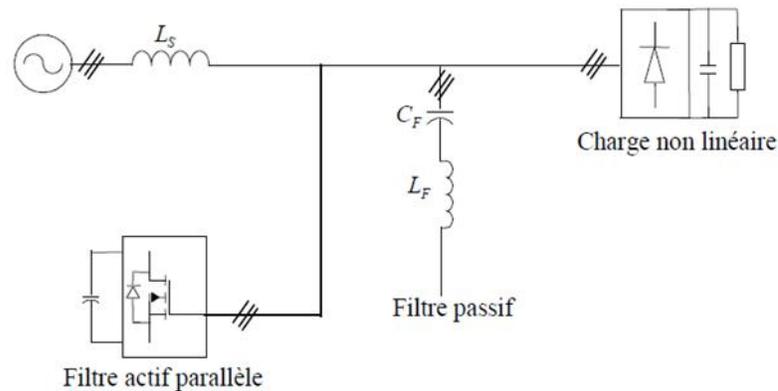


Figure I.8 : Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif.

I.11.2.3.1.3. Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif

Cette structure permet de réduire les risques d'antirésonance entre les éléments des filtres passifs et l'impédance du réseau. Dans ce cas, le filtre actif série agit comme une résistance vis-à-vis des courants harmoniques et les oblige à circuler dans le filtre passif, tout en restant transparent à la fréquence fondamentale. La figure I.6 illustre cette topologie. [18]

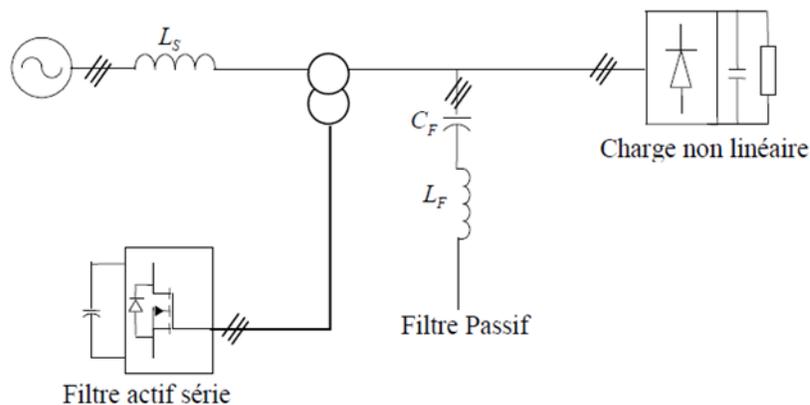


Figure I.9 : Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif.

I.12.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les sources d'harmoniques et les différents effets des harmoniques tel que : les pertes, bruit, force électromotrice qui ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent provoquer des échauffements et de la dégradation de fonctionnement jusqu' à la destruction totale de ces équipements. Ensuite nous avons présenté aussi les différentes solutions de dépollution ainsi que les normes adoptées.

CHAPITRE II :

REDRESSEURS à 6 et 12 PULSATIONS

II.1. Introduction

Un redresseur double alternance (6 pulsations) triphasé est un redresseur permettant de redresser une source triphasée. Le signal redressé a alors une fréquence six fois supérieure au signal d'entrée. Pour un redresseur à 12 pulsations la fréquence de sortie est égale à 12 fois la fréquence du réseau. Les tensions d'entrée utilisées constituent un système triphasé équilibré. Il existe deux types de redresseurs double alternance triphasés :

Les redresseurs non commandés, basés sur l'utilisation de diodes.

Les redresseurs commandés, basé sur l'utilisation de thyristors.

II.2. Redressement non commandé PD3 (à diodes)

II.2.1. Etude du redresseur à 6 pulsations avec charge résistive

Le montage le plus utilisé est le montage en pont, ou parallèle double PD3 dit aussi montage en pont de Graetz triphasé.

La figure suivante représente le schéma du redresseur en pont de Graëtz triphasé (PD3) à diodes avec une charge résistive.

Les paramètres de simulation sont résumés dans le tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	100 Ω
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.01 S

Tableau (II.1) : paramètres de simulation.

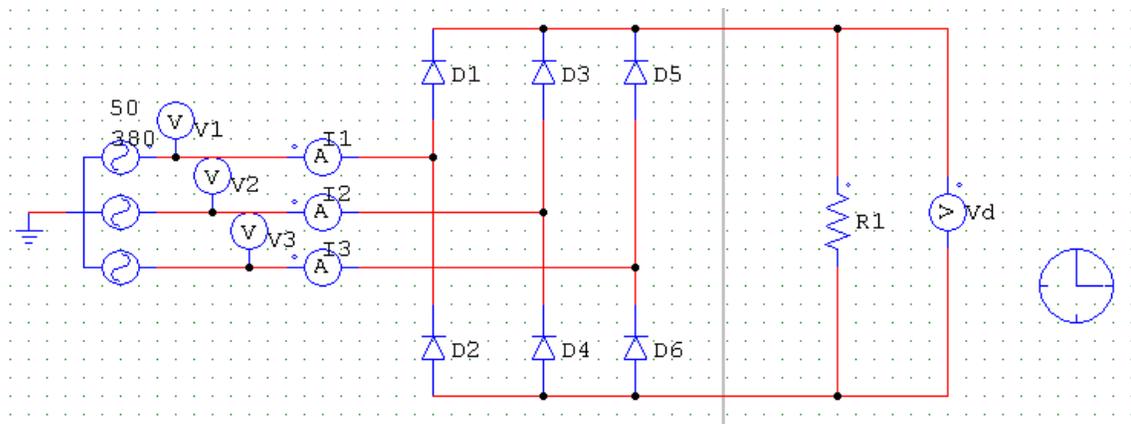


Figure II.1 : Schéma du redresseur triphasé à diodes avec une charge résistive (réseau idéal)

II.2.1.1. Etude théorique

$$i(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.1})$$

$$a_0 = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) dt \quad (\text{II.2})$$

$$a_n = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) \cos(n\omega t) dt \quad (\text{II.3})$$

$$b_n = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{II.4})$$

$I_1(t)$ est impair donc $a_0 = a_n = 0$ puisque ;

$$a_0 = \frac{1}{2T} \int_0^T I_1(t) dt = \frac{1}{2T} \left(\int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} I_d dt + \int_{\frac{7T}{12}}^{\frac{11T}{12}} -I_d dt \right) = 0 \quad (\text{II.5})$$

$$a_n = \frac{I_d}{2T} \left(\int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} \cos(n\omega t) dt - \int_{\frac{7T}{12}}^{\frac{11T}{12}} \cos(n\omega t) dt \right) = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T I_a(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{II.7})$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} I_d \sin(n\omega t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{7T}{12}}^{\frac{11T}{12}} (-I_d) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{II.8})$$

Après le calcul on trouve :

$$b_n = \frac{2I_d}{n\pi} (1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{4I_d}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) & \text{si } n \text{ impair} \\ 0 & \text{si } n \text{ multiple de } 3 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$I_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_d}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.11})$$

[19]

II.2.1.2. Les résultats de simulation

Dans cette partie on utilise le logiciel PSIM pour simuler le montage de la figure (II.1).

Les allures obtenues sont représentées par les figures suivantes :

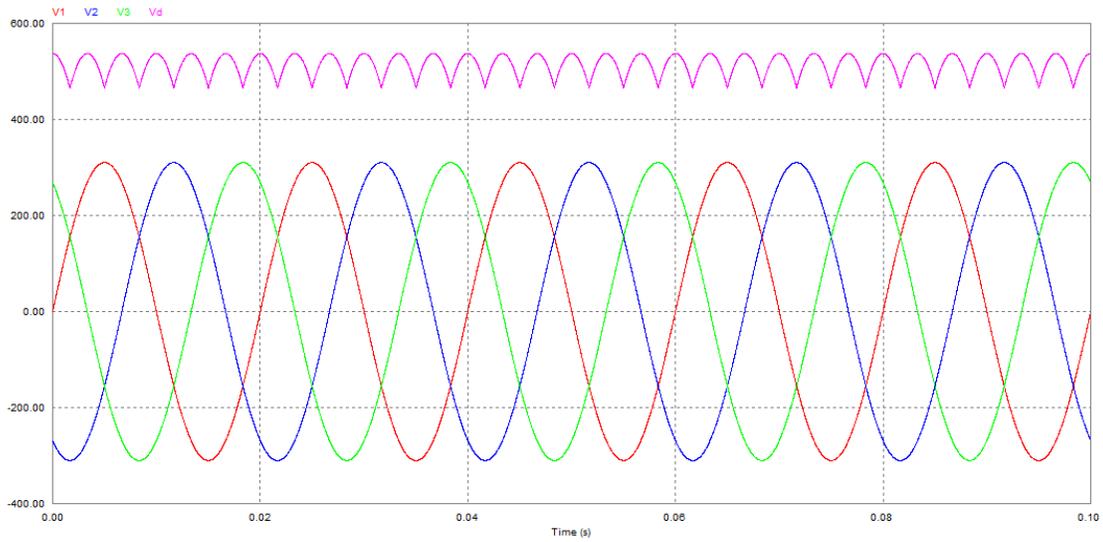


Figure II.2 : Allure des signaux entrée et sortie de la tension du redresseur PD3

V1, V2 et V3 sont les tensions de la source. Uch : la tension redressée à la sortie du redresseur.

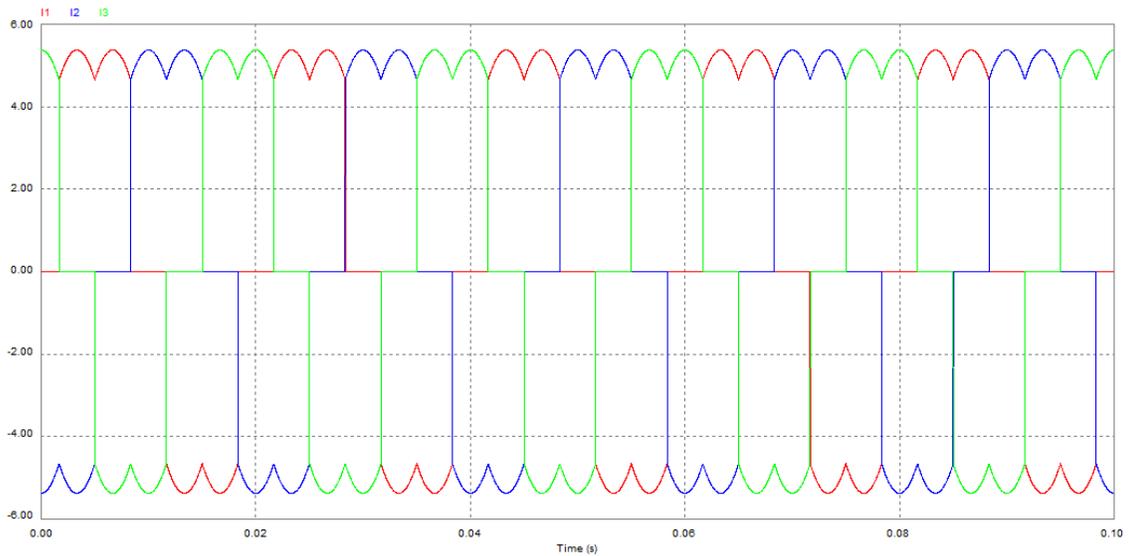


Figure II.3 : Allure de signal du courant de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3

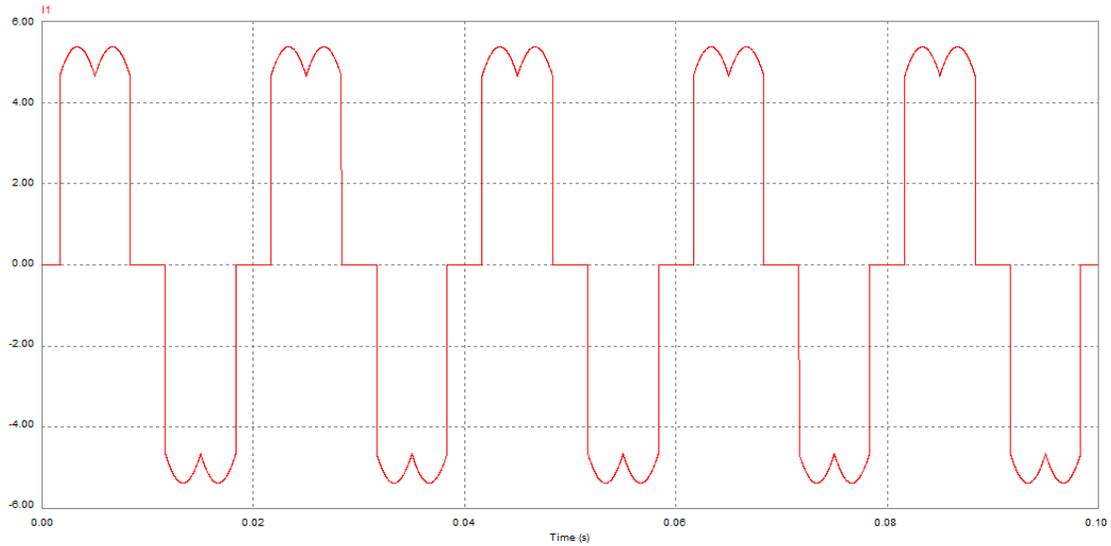


Figure II.4 : *Allure de signal du courant I1 du redresseur PD3*

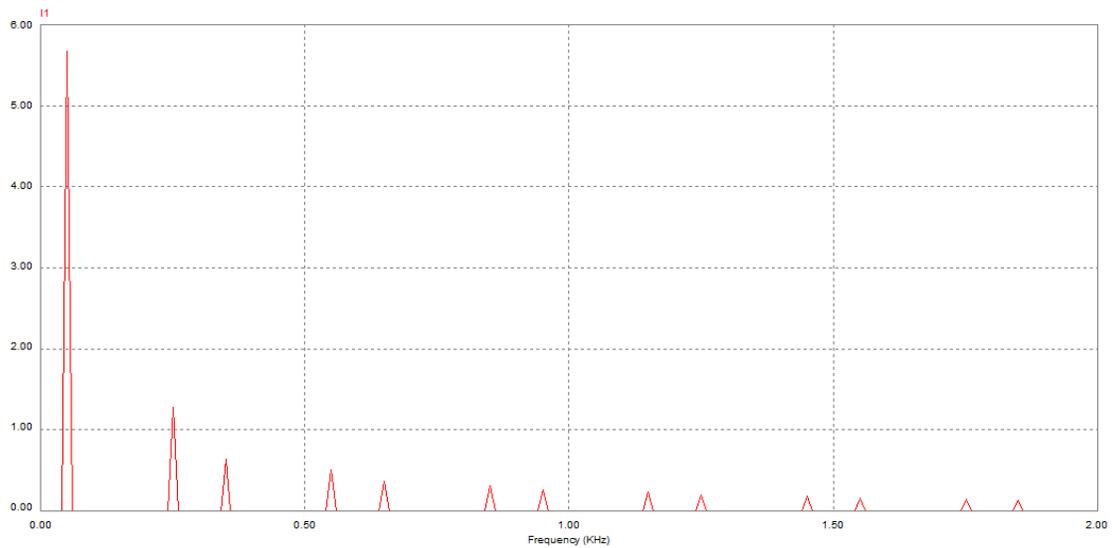


Figure II.5 : *Analyse spectrale du courant I1*

A partir des résultats de la figure (II. 5), on trace le tableau suivant qui représentent les valeurs efficaces du courant fondamental et des harmoniques de la phase 1 de la source. A partir de ce tableau on calcule le THD du courant.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitude. harmoniques/Fond(%)
1	5.67	100
5	1.19	20.98
7	0.64	11.28
11	0.48	8.46
13	0.33	5.82
17	0.3	5.29
19	0.24	4.23
23	0.21	3.7

Tableau (II .2) : *Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.*

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$\text{THD}\% = 27.07\%$$

II.2.1.3. Interprétation les résultats

Les résultats de simulation montrent une tension redressée à une fréquence six fois celle du réseau, ainsi qu'un courant du réseau déformé et riche en harmoniques. Le spectre d'harmoniques montre l'apparition des harmoniques impairs et que les harmoniques pairs et multiple de trois sont nuls (concordance avec l'étude théorique). Les harmoniques dans le courant du réseau sont de rang $(2k+1, k=2 \dots 50)$. Le THD global est de l'ordre de 27.44 % qui est relativement élevé.

II.2.2. Etude du redresseur avec une charge inductive à 6 pulsation (réseau idéal)

On remplace la charge résistive par une charge inductive (R-L), comme présenter par la figure (II.5).

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant (II-5) :

Résistance de charge R_{ch}	100 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.02 H
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T de simulation	0.1 S

Tableau (II.3) : *paramètres de simulation.*

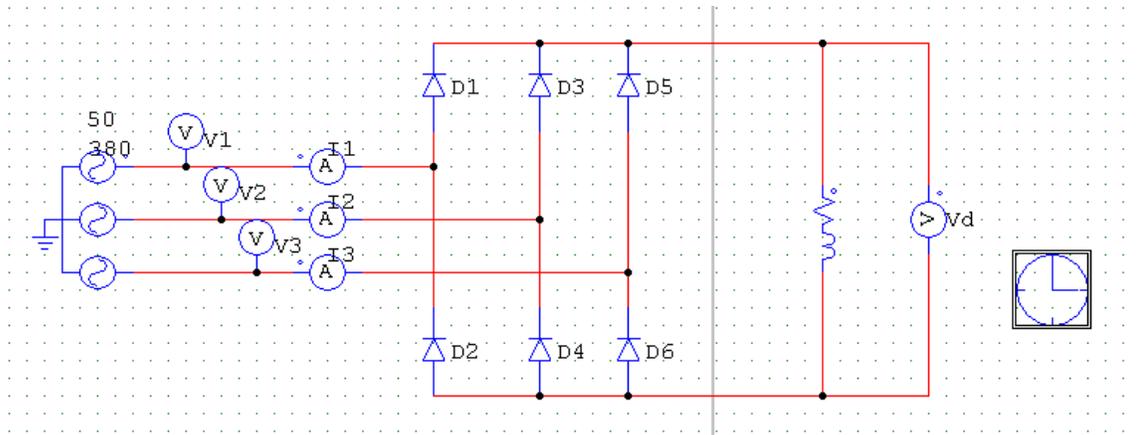


Figure II.6: Schéma du redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes avec une charge inductive

II.2.2.1. Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes ci-dessous. Le tableau (II.6) regroupe les valeurs efficaces des courants harmoniques et fondamental, ainsi que leurs amplitudes par rapport à l'amplitude du fondamental.

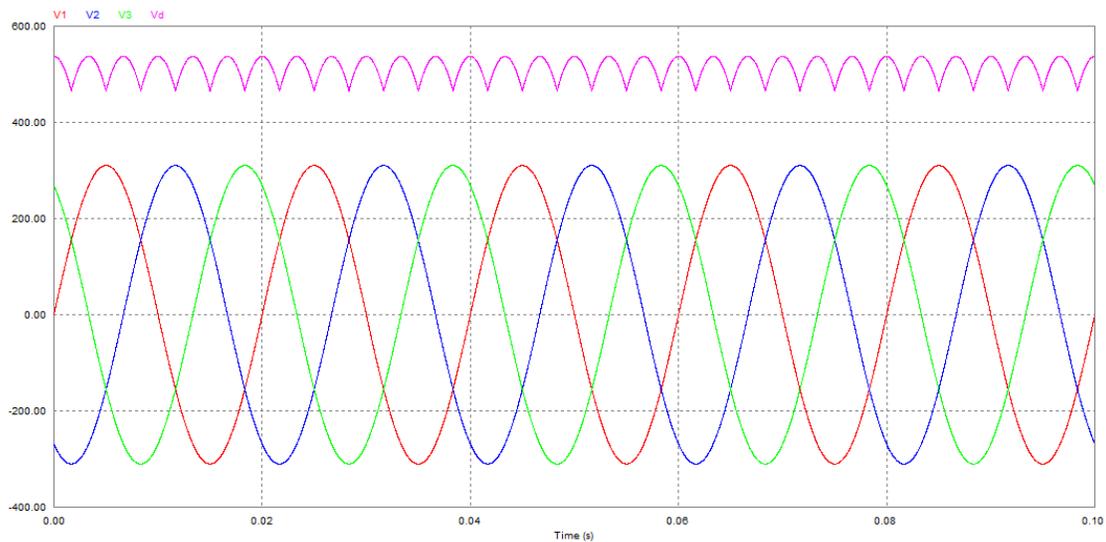


Figure II.7 : Allure des signaux entrée et sortie de la tension du redresseur

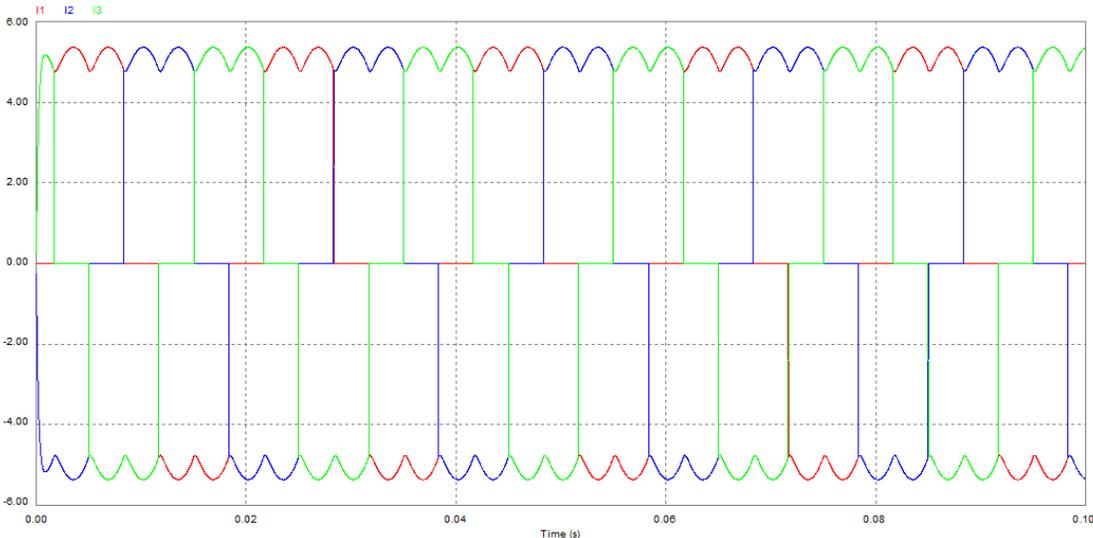


Figure II.8 : Allure des signaux des courants de la source I1 I2 I3 avec une charge inductive

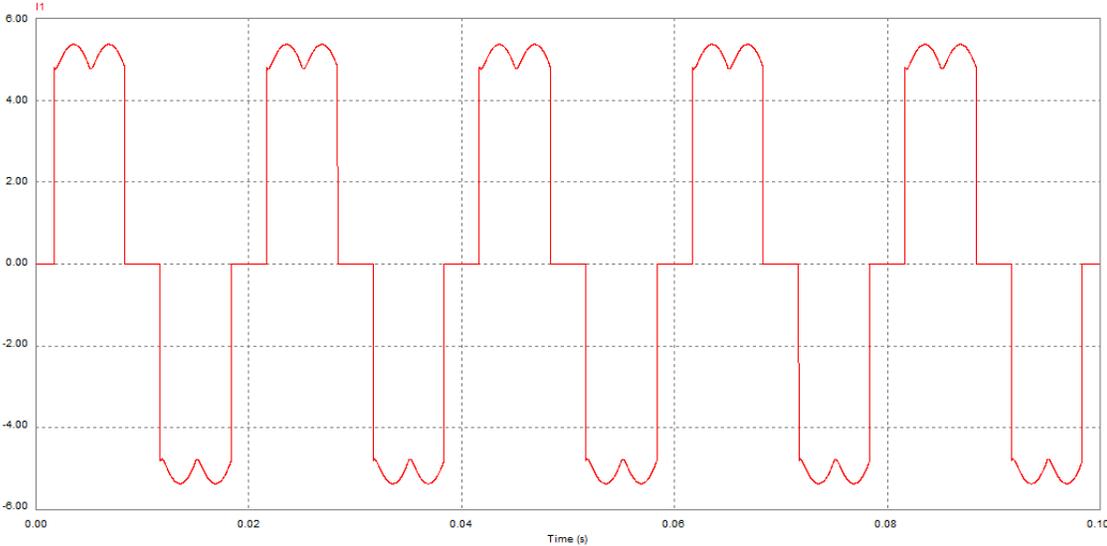


Figure II.9 : Allure du signal du courant de la source I1 avec une charge inductive

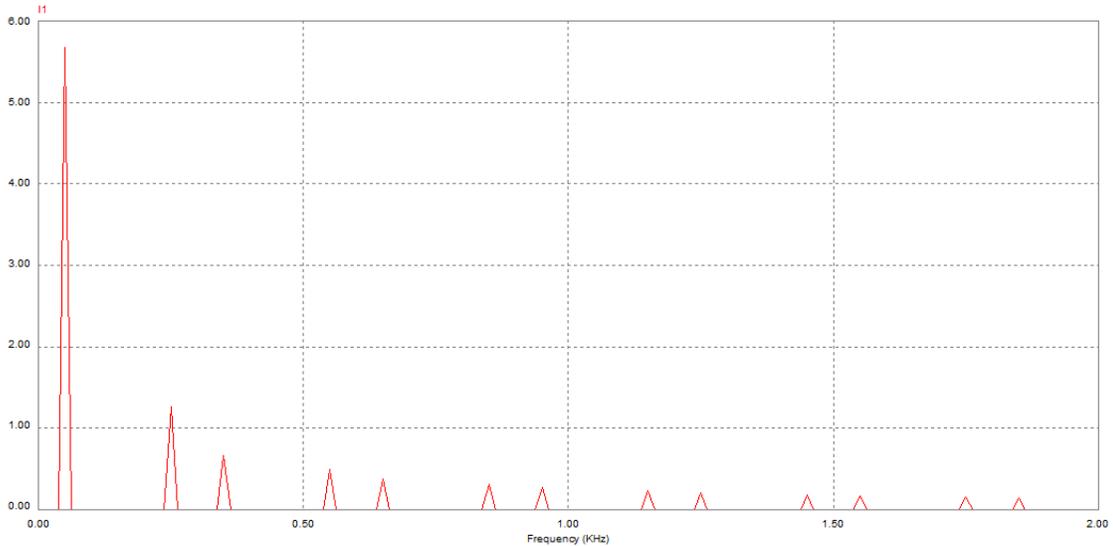


Figure II.10: Analyse spectrale du courant I_1

A partir de la figure (II.15) on trace le tableau suivant qui représente les valeurs du courant efficace de la phase 1. Le THD du courant est calculé en utilisant ce tableau.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplit harmoniques/Fond(%)
1	5.66	100
5	1.26	22.26
7	0.66	11.66
11	0.47	8.30
13	0.38	6.71
17	0.31	5.47
19	0.25	4.41
23	0.21	3.71

Tableau (II. 4) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$\text{THD}\% = 28.26\%$$

II.2.2.2. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats obtenus sont pratiquement en concordance et compatible avec les résultats obtenus dans le cas d'une charge résistive. Les résultats de la simulation du montage de la figure (1.5), nous montrent également que le courant de la source est très riche en harmonique de rang $(2k+1, k=2, \dots, 50)$. On constate une légère augmentation au niveau du THD, qui est de l'ordre de 28.26%.

II.2.3. Redresseur 12 pulsations en série (réseau idéal)

La figure (II.) montre le schéma d'un montage redresseur à 12 pulsations qui est constitué de deux redresseurs à 6 pulsations dont les sorties sont connectées en série

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.04 H
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.1S

Tableau (II.5) : paramètres de simulation.

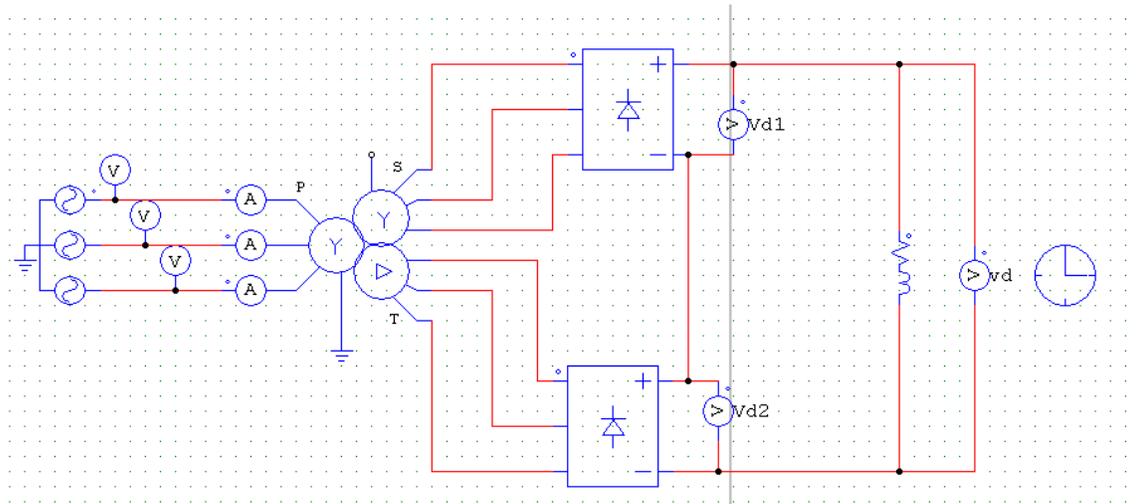


Figure II.11: Montage redresseur à 12 pulsations

II.2.3.1. Etude théorique

On peut écrire :

$$V_{d1} - V_{d2} = L1 \frac{d(i_{l1} - i_{l2})}{dt} + M \frac{d(i_{l1} - i_{l2})}{dt} \tag{II.12}$$

$L1 = L2$ et l'inductance mutuelle M est presque de même valeur parce qu'on suppose que le couplage magnétique entre les inductances d'interphase est toujours parfait.

$$V_1 = 2L1 \frac{d(i_{l1} - i_{l2})}{dt} = 4L1 \frac{di_{l1}}{dt} = L \frac{di_{l1}}{dt} \tag{II.13}$$

On peut constater que la valeur effective de l'inductance d'interphase est égale à 4 fois l'inductance propre de chaque bobine.

À la sortie des redresseurs, le courant de charge est égal à $I_{ch} = I_{L1} + I_{L2}$. Les tensions efficaces des deux ponts sont égales : $V_{rms} = V_{rms1} = V_{rms2}$.

Rappelons que les tensions v_{d1} et v_{d2} sont déphasées de 30° l'une par rapport à l'autre et les tensions v_{d1} et v_{d2} peuvent être exprimées en séries de Fourier en fonction de leurs tensions ligne-ligne efficaces :

$$V_{d1} = \sqrt{2} V_{rms1} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \left(1 - \sum_{n=6,8,10,12,\dots}^{\infty} \frac{2}{n^2-1} \cos \frac{n\pi}{6} \cos n \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right) \right) \quad (\text{II.14})$$

$$V_{d2} = \sqrt{2} V_{rms2} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \left(1 - \sum_{n=6,8,10,12,\dots}^{\infty} \frac{2}{n^2-1} \cos \frac{n\pi}{6} \cos n \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right) \right) \quad (\text{II.15})$$

La tension aux bornes de l'inductance d'interphase est égale à

$$V_L = V_{d1} - V_{d2} = \sqrt{2} V_{rms} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \left(1 - \sum_{n=6,8,10,12,\dots}^{\infty} \frac{4}{n^2-1} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \frac{n\pi}{12} \sin n\omega t \right) \quad (\text{II.16})$$

Comme la sixième harmonique est dominante, on peut considérer que la tension d'interphase est approximativement égale à sa sixième harmonique

$$V_L = V_{d1} - V_{d2} = \frac{12}{35\pi} \sqrt{2} V_{rms} \sin 6\omega t \quad (\text{II.17})$$

L'amplitude de la tension d'interphase est donc : $V_{L \text{ crête}} = \frac{12}{35\pi} \sqrt{2} V_{rms}$. On peut exprimer

cette valeur en fonction de la tension moyenne de charge ($V_{moy} = 1.35 V_{rms}$) :

$$V_{L \text{ crête}} = 0.115 V_{moy}$$

On peut remarquer que la tension de l'inductance d'interphase V_L est de forme triangulaire et sa fréquence est égale à 50% de la fréquence de la tension redressée. Pour calculer la valeur de l'inductance d'interphase couplée on utilise les expressions équivalentes suivantes

$$I_{L1 \text{ crête}} = \frac{V_{L \text{ crête}}}{2\pi(6f)(4L_1)} \quad (\text{II.18})$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{\Delta V_L}{2\pi(6f)(4L_1)} \quad (\text{II.19})$$

Le courant $I_a(t)$ à l'entrée peut être décomposé en série de Fourier :

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_{moy} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \dots \right] \quad (\text{II.20})$$

Où i_{moy} est le courant continu dans la charge.

On peut constater que les harmoniques de courant dans un redresseur à 12 pulsations sont d'ordre $12k \pm 1$ (11, 13, 23, 25, ...). [19]

II.2.3.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes (Figure II.22, Figure II.23, Figure II.24 et Figure II.25). Le tableau (II.10) représente les valeurs efficaces des courants fondamental et harmoniques, ainsi que leurs amplitudes par rapport à l'amplitude du fondamental.

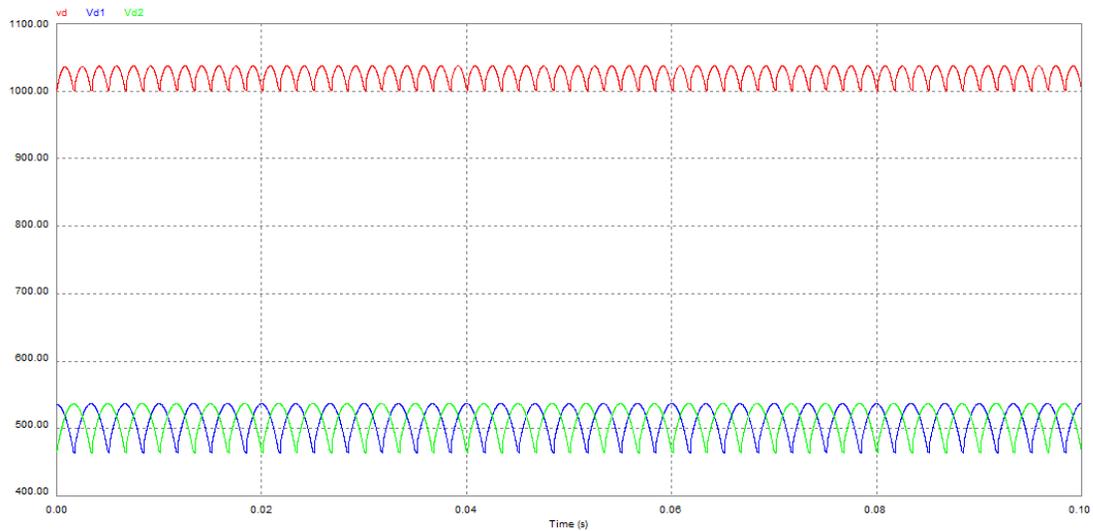


Figure II.12: Allures des signaux de sortie des deux ponts, ainsi que la tension globale du redresseur

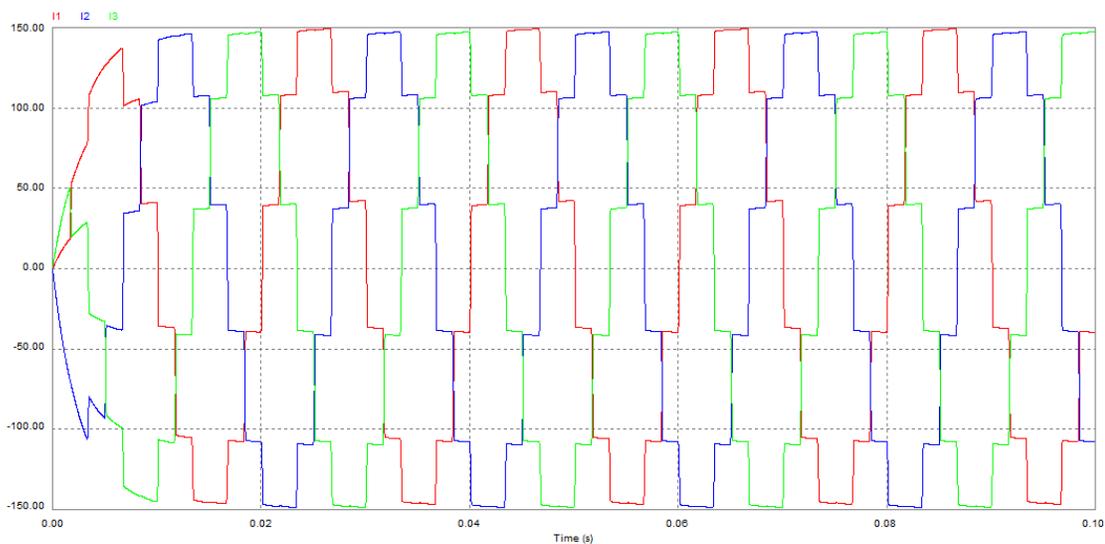


Figure II.13: Courants $I_1(t)$, $I_2(t)$, $I_3(t)$ au primaire du transformateur d'entrée du montage redresseur à 12 pulsations

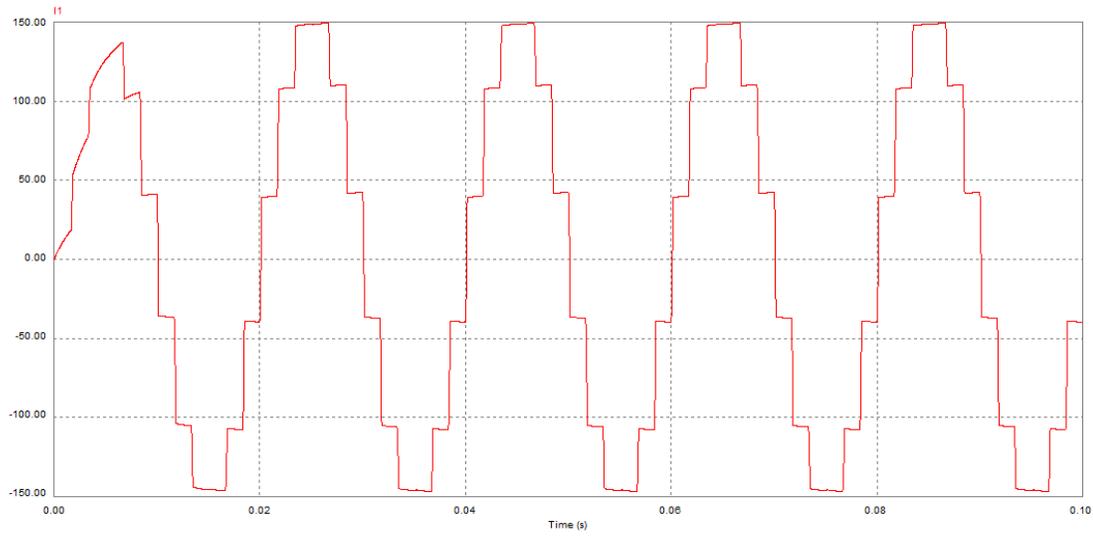


Figure II.14: *Allure du signal du courant de la source I1*

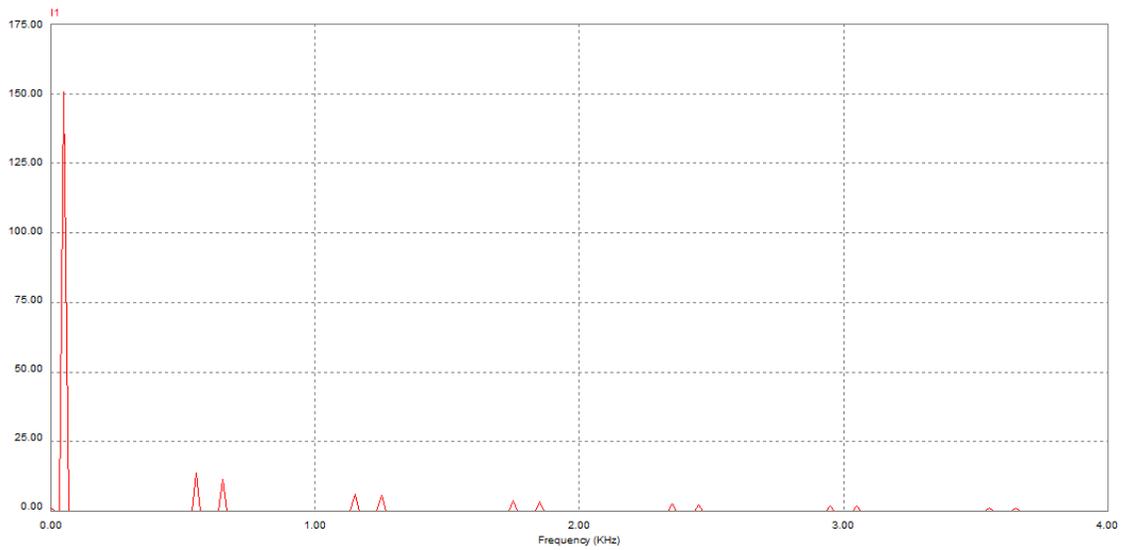


Figure II.15: *Analyse spectrale du courant I1*

A partir de la figure (II.25) on trace le tableau suivant qui représente les valeurs efficaces du courant fondamental et harmoniques de la phase 1, à partir duquel on calcule le THD.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplit. harmoniques/Fond(%)
1	150	100
11	13.6	9.06
13	11.3	7.53
23	6.05	4.03
25	5.63	3.75
35	3.68	2.45
37	3.47	2.31

Tableau (II.6) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de : $THD\%=13.44$

II.2.3.3. Interprétation des résultats de simulation

Nous remarquons à partir des résultats obtenus (figure II-22) que les deux ponts délivrent la même tension à une fréquence six fois celle du réseau mais sont décalées de 30° . La tension totale est la somme des deux avec (montage en série) avec une fréquence douze fois celle du réseau ; ce qui diminue les ondulations et les harmoniques côté continu. Les harmonies sont de l'ordre de $(12k+1)$; ($k=11,13,23, 25, \dots$). Il est à signaler en plus que les harmoniques de rang pair et multiples de 3 n'existent pas. Le THD global est de l'ordre de 13.44% qui est relativement réduit par rapport au cas du redresseur 6 pulsations. La fréquence des ondulations de la tension redressé est 12 fois Celle du réseau (600 HZ). Donc en augmentant le nombre de pulsations, la forme d'onde du courant s'améliore et le taux d'harmoniques est réduit, qu'on considère comme une méthode de filtrage simple et efficace mais qui nécessite des transformateurs multi-sorties.

II.2.4. Redresseur à 12pulsations en parallèle (idéal)

La figure II.26 montre le schéma d'un montage redresseur à 12 pulsations qui est constitué de deux redresseurs à 6 pulsations dont les sorties sont connectées en parallèle à la charge par l'entremise des inductances d'interphase.

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.04 H
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Inductance d'interphase	0.0001 H
Temps T	0.1 S

Tableau (II.7) : paramètres de simulation.

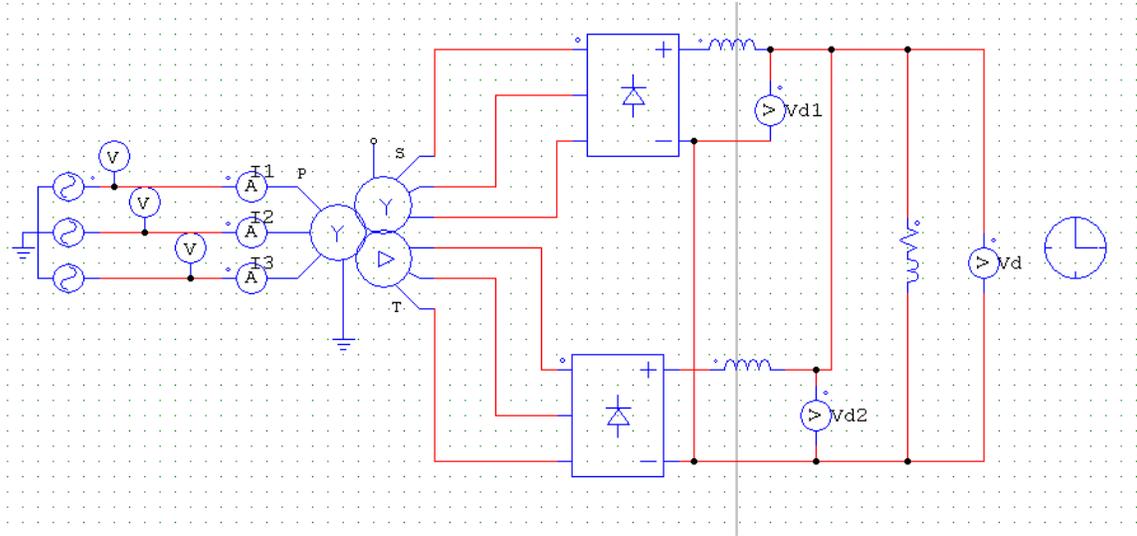


Figure II.16: Montage redresseur à 12 pulsations (connexion en parallèle)

II.2.4.1. Etude théorique

Dans cette partie on a étudié Montage redresseur à 12 pulsations (connexion en parallèle) L'étude théorique est pratiquement la même que l'étude du montage Montage redresseur à 12 pulsations (en série)

II.2.4.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes (figure II-27 et figure II.28 et figure II.29 et figure II.30). Le tableau (II.14) représente les valeurs efficaces des courants harmoniques, ainsi que leurs amplitudes par rapport à l'amplitude du fondamental.

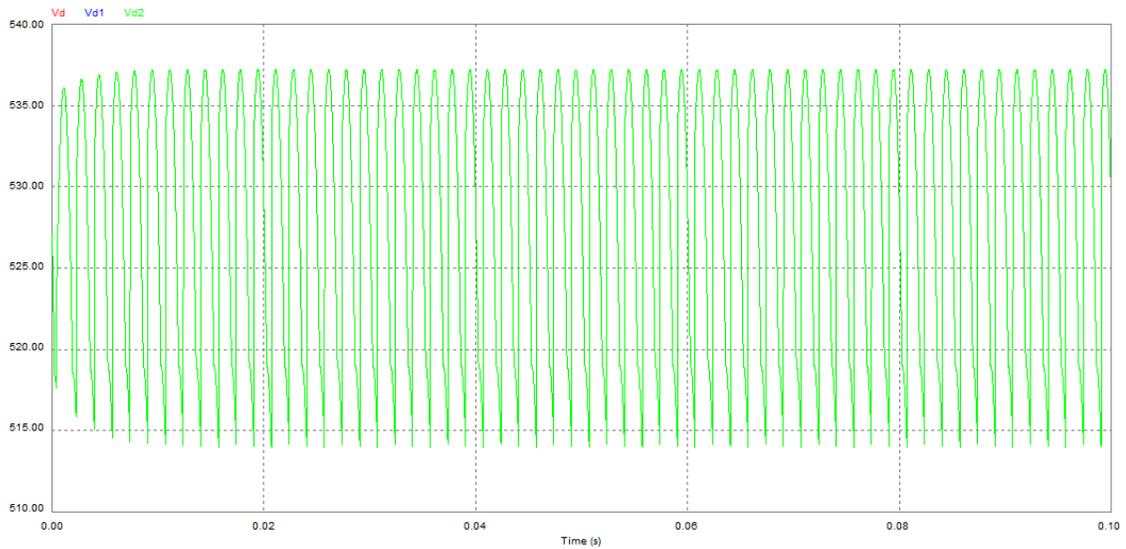


Figure II.17: Allures des signaux de sortie des tensions des ponts redresseurs ainsi que la tension globale

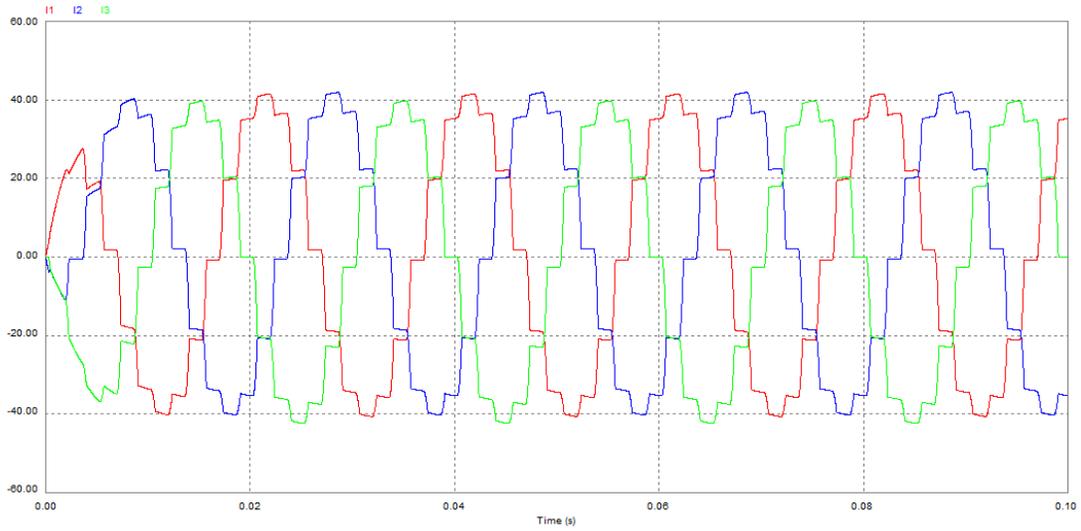
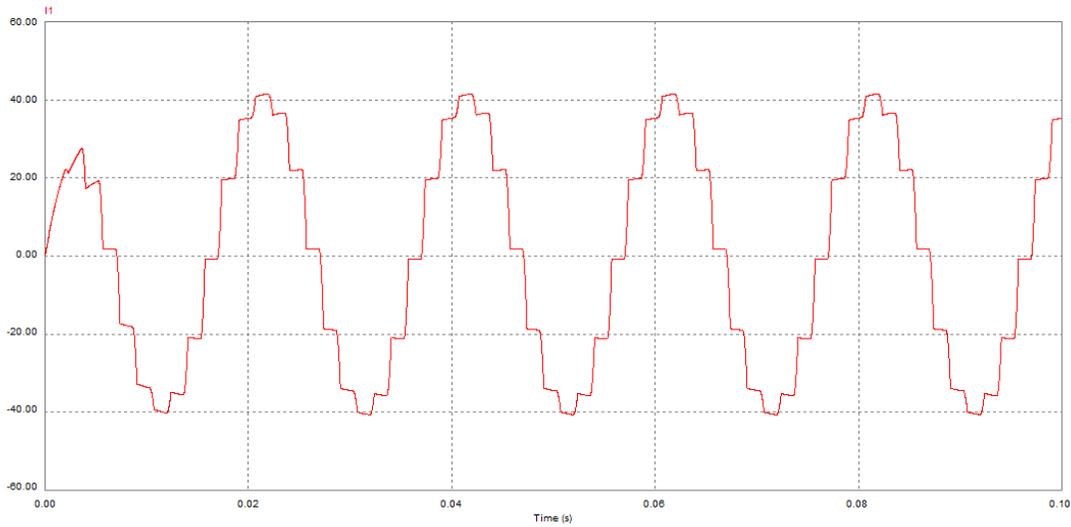


Figure II.18: *Courants $I_1(t)$, $I_2(t)$, $I_3(t)$ au primaire du transformateur d'entrée du montage redresseur à 12 pulsations (montage en parallèle)*



II.19: *Allure du signal du courant de la source I1*

Figure

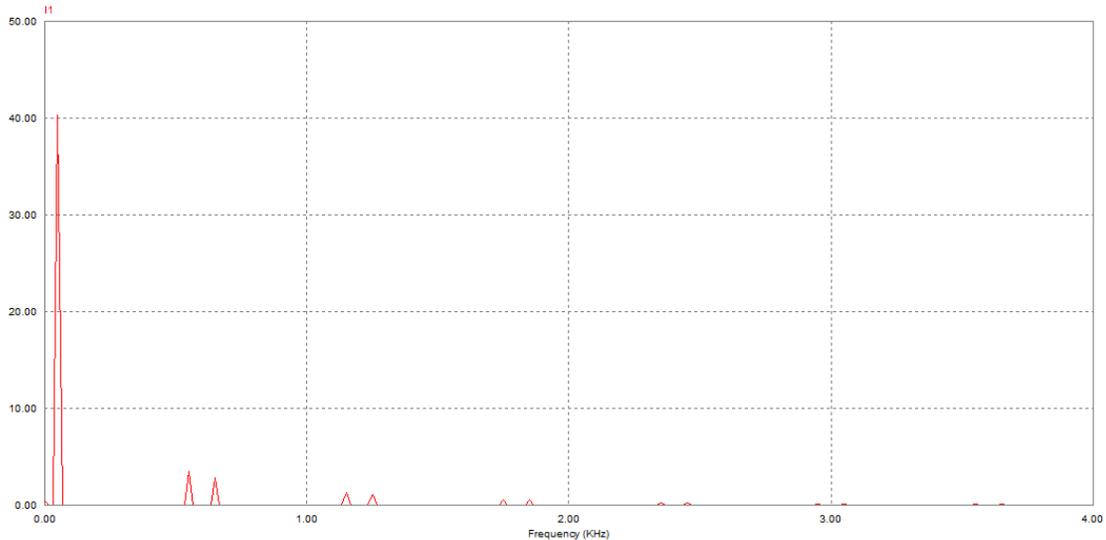


Figure II.20: Analyse spectrale du courant I_1

A partir de la figure (II-30) on trace le tableau suivant qui représente les valeurs efficaces du courant fondamental et des harmoniques de la phase 1, à partir duquel on calcule le THD.

rang	Valeur efficace (A)	Amplit harmoniques/Fond(%)
1	40.34	100
11	3.44	8.52
13	2.79	6.91
23	1.25	3.09
25	1.12	2.77
35	0.54	1.33
37	0.48	1.18

Tableau (II.8) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de : $THD\%=11.87$.

II.2.4.3. Interprétation des résultats de simulation

Pour le montage 12 pulsations avec une connexion en parallèle, on constate que la tension globale est égale à la tension de chaque pont (6 pulsations). La fréquence de sortie est donc six fois celle du réseau. L'allure du courant est en escalier (proche de la forme sinusoïdale). Le spectre harmonique traduit cette remarque. L'inductance d'interphasage est utilisée dans le but de limiter le courant de circulation entre les deux ponts et de minimiser les harmoniques au niveau du secondaire du transformateur. Le THD est réduit considérablement par rapport au pont 6 pulsations.

II.3. Redressement commandé PD3 (à 6 Thyristors)

II.3.1. Principe de fonctionnement

Le pont PD3 à 6 thyristors est alimenté par une source triphasée sinusoïdale équilibrée. Les thyristors fonctionnent avec un retard à l'amorçage d'angle α . Il y a en permanence et un seul thyristor conducteur parmi T1, T2 et T3 d'une part, et un et un seul parmi T4, T5 et T6 (figure II.41).

II.3.2. Etude des tensions

La tension redressée U_c est périodique de période $T/3$.

❖ La valeur moyenne de la tension de sortie U_{cmoy} :

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par l'expression suivante

$$U_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \cdot dt = V_m \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{II.21})$$

[19]

II.3.3. Etude des courants

❖ La valeur maximale du courant I_{max} est égale à la valeur du courant redressé I_c

$$I_{max} = I_c \quad (\text{II.22})$$

[19]

II.3.4. Charge résistive (pont 6 pulsations)

II.3.4.1. Angle d'amorçage $\alpha=80$

La figure (1-1-1) présente le schéma de simulation d'un redresseur pont de Graëtz triphasé PD3 à thyristor avec une charge résistive. La figure montre le schéma de puissance associé au schéma de commande. Le THD calculé à partir du tableau est de l'ordre de

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant (II-17) :

Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.01 H
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.1 S

Tableau (II.9) : paramètres de simulation.

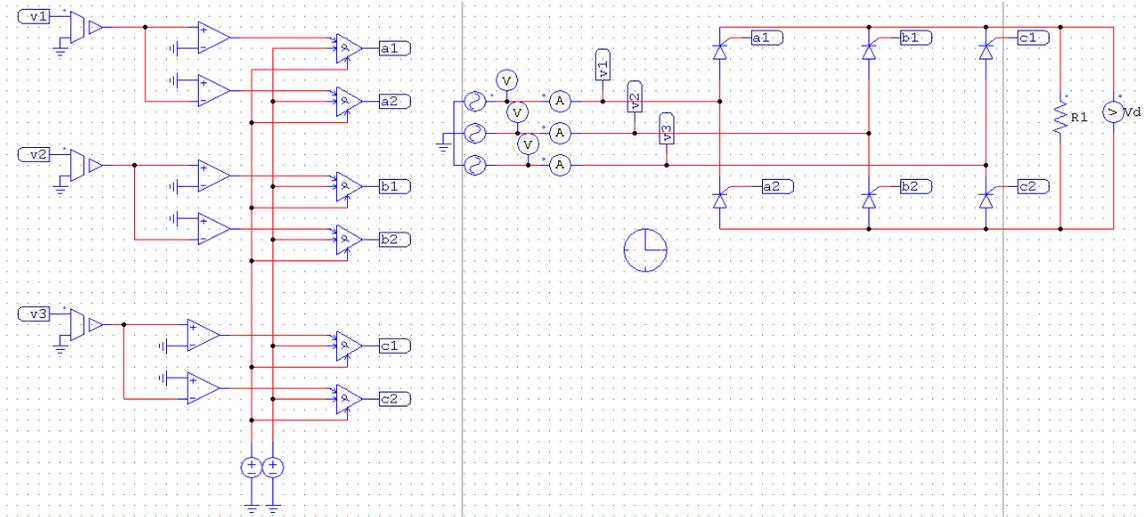


Figure II.21: Schéma du redresseur pont de Graëtz triphasé à thyristor (commandé)

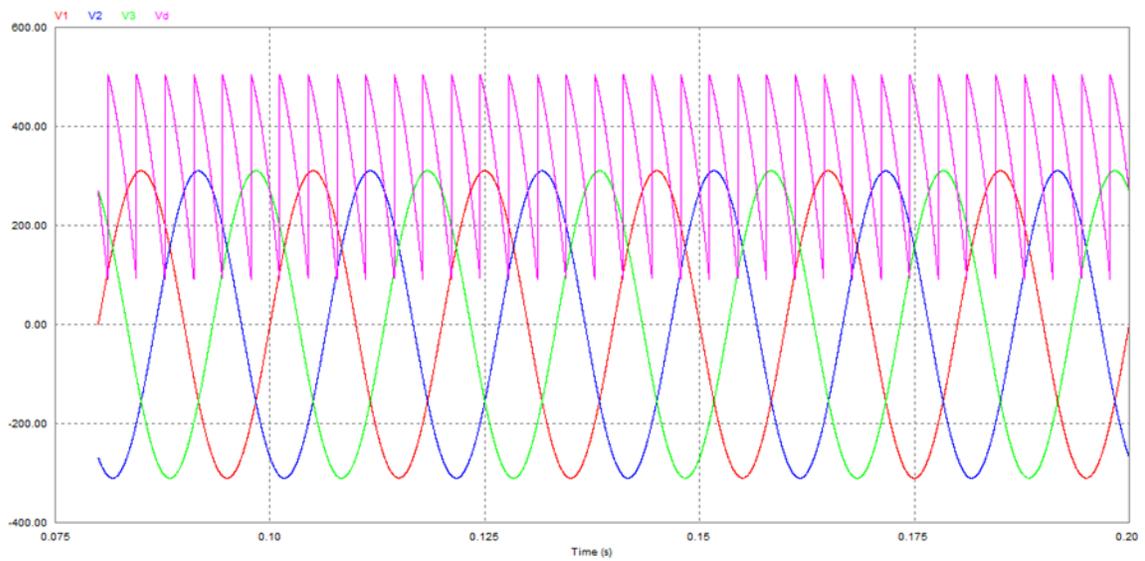


Figure II.22: Allure des signaux des tensions d'entrée et sortie du redresseur PD3

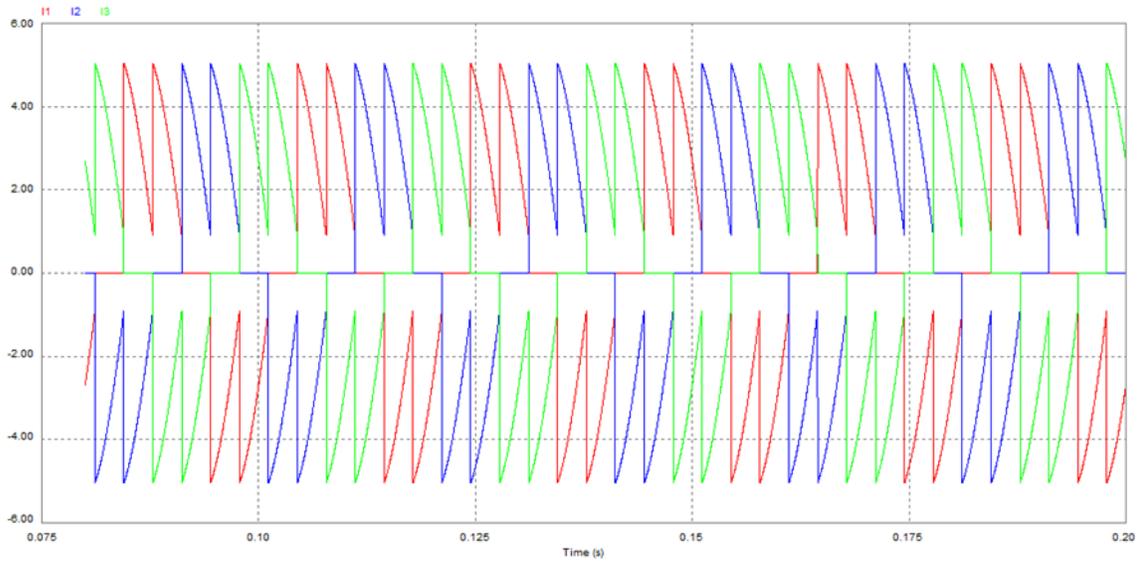


Figure II.23: Allure du signaux des courants de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3 commandé

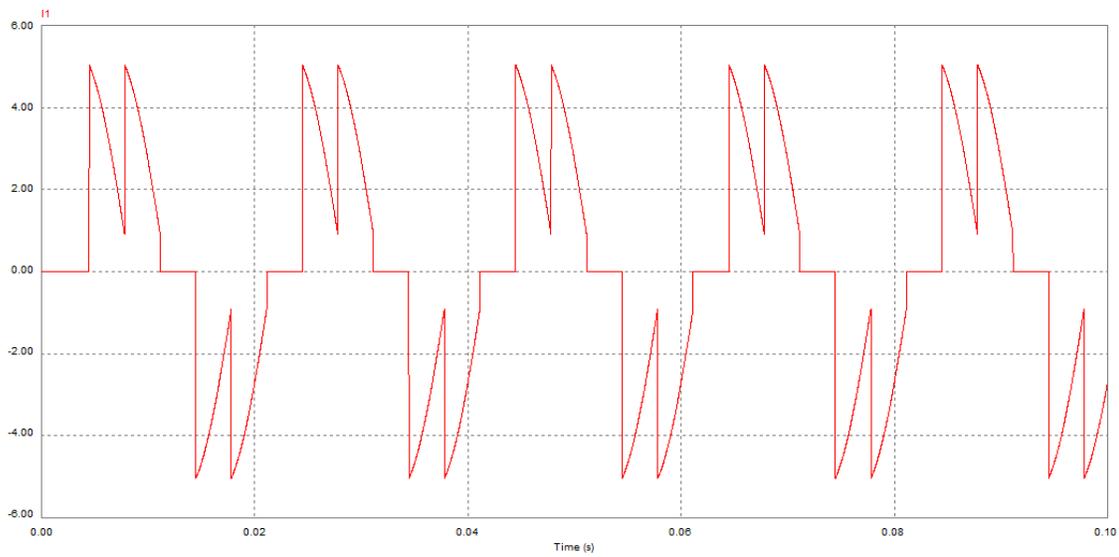


Figure II.24: Allure du signal du courant de la source I1 du redresseur PD3 commandé

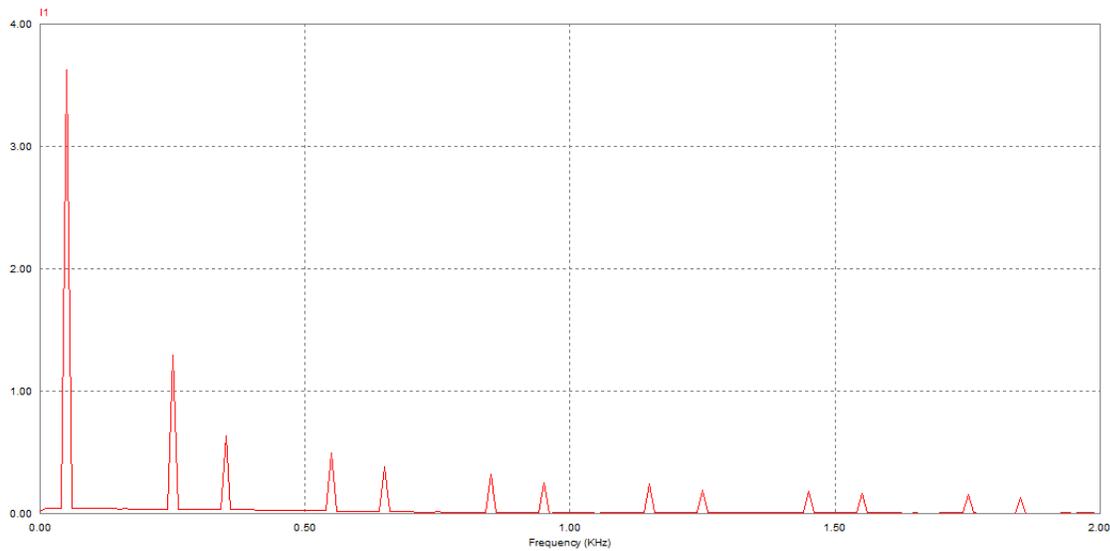


Figure II.25: Analyse spectrale du courant I_1 de la source d'un redresseur PD3 commandé

A partir de la figure (II.45) on trace le tableau suivant qui représentent les valeurs efficaces du courant fondamental et harmoniques de la phase 1, à partir duquel le THD est calculé.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	3.62	100
5	1.21	33.42
7	0.63	17.40
11	0.47	12.98
13	0.37	10.22
17	0.3	8.28
19	0.23	6.35
23	0.22	6.07

Tableau (II.10) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$\text{THD}\% = 42.61\%$$

II.3.4.1.1. Interprétation

On remarque que le courant de la source est très riche en harmonique de rang $(2k+1, k=2, \dots, 50)$. Le THD global est de l'ordre de 42.61%, très élevé par rapport au THD trouvé dans le cas du pont de Greetz à diodes 6 pulsations. L'allure du courant du réseau est fortement déformée.

II.3.4.2. Angle d'amorçage $\alpha=50$

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	100 Ω
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.1 S

Tableau (II.11) : *paramètres de simulation.*

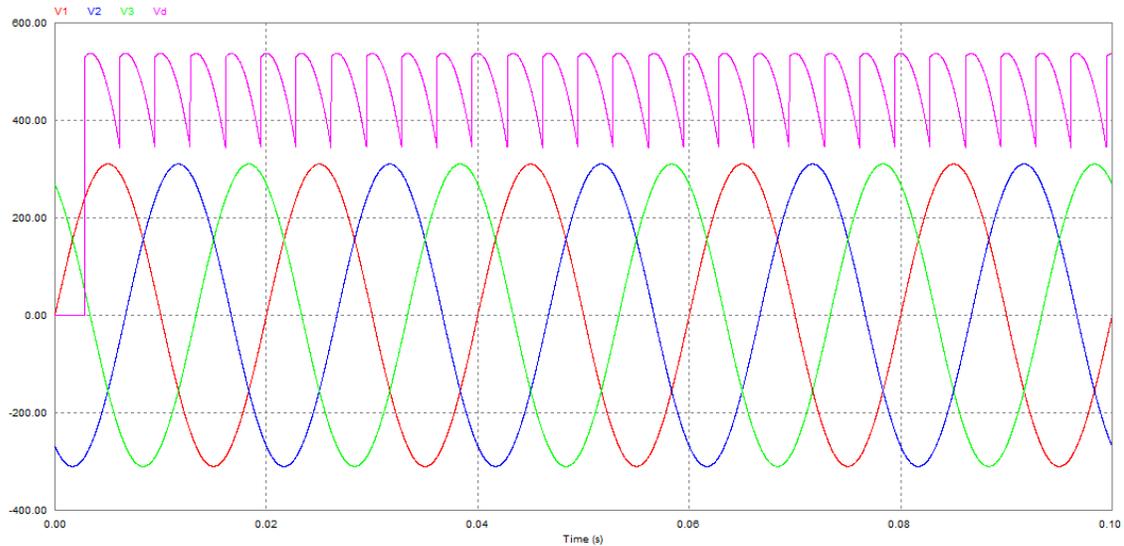


Figure II.26: *Allure des signaux des tensions d'entrée et sortie du redresseur PD3*

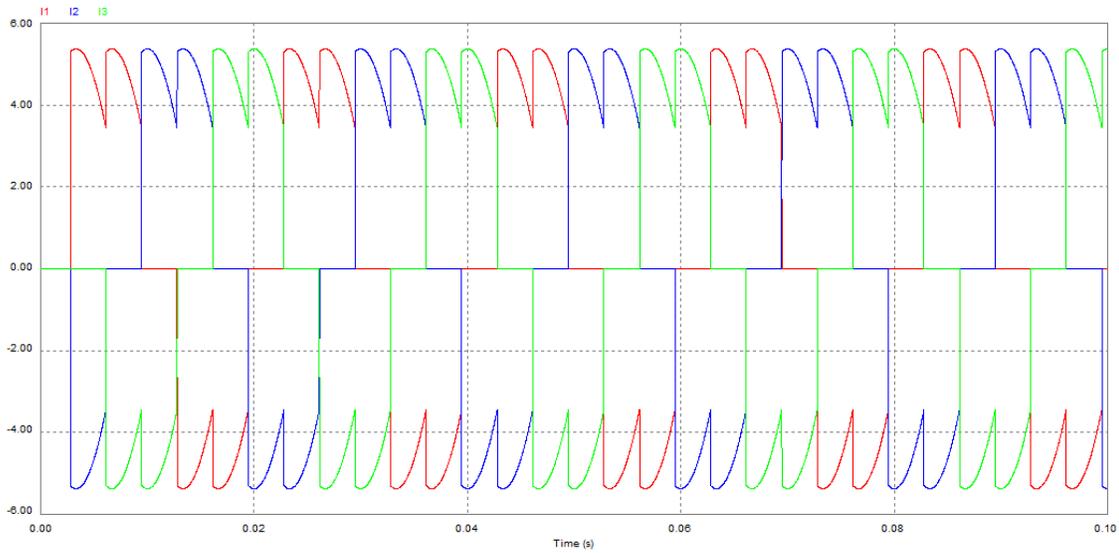


Figure II.27: Allures des signaux des courants de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3 commandé

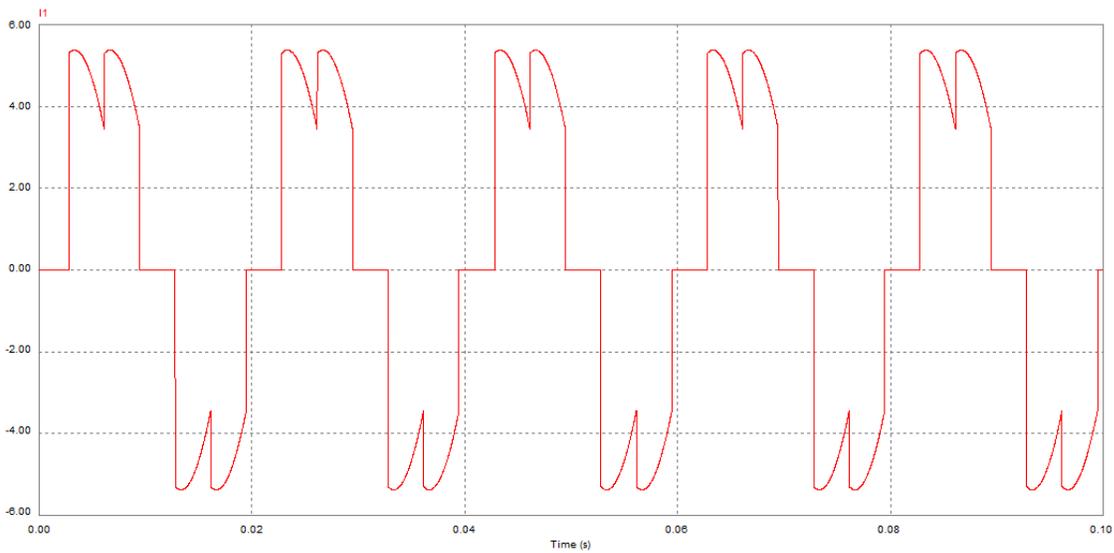


Figure II.28: Allure du signal du courant de la source I1 du redresseur PD3 commandé

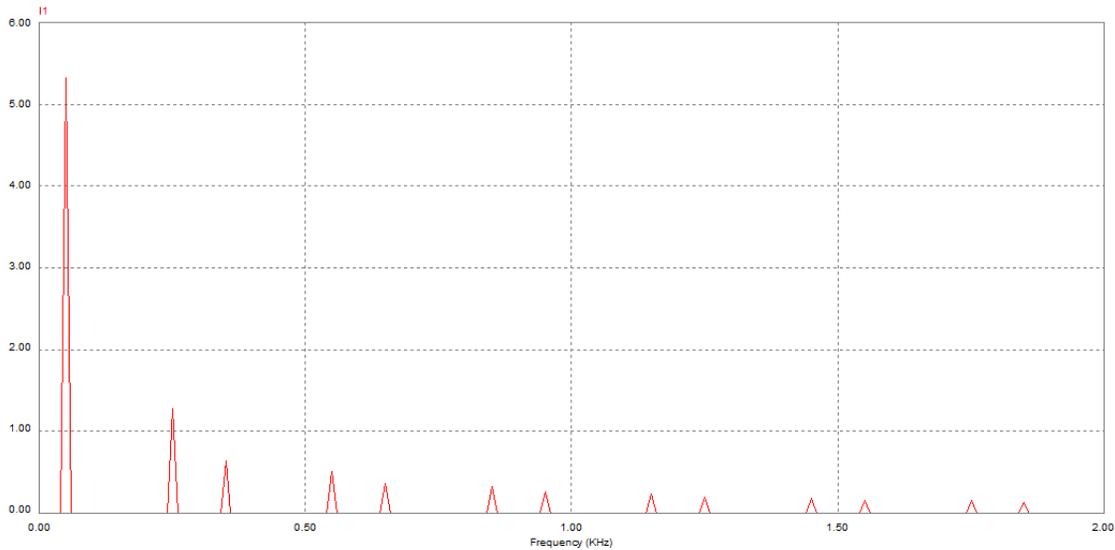


Figure II.29: Analyse spectrale du courant I_1 de la source d'un redresseur PD3 commandé

A partir de la figure (II.50) on trace le tableau suivant qui représentent les valeurs efficaces du courant fondamental et harmoniques de la phase 1, à partir duquel le THD est calculé.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	5.32	100
5	1.28	24.06
7	0.61	11.46
11	0.48	9.02
13	0.36	6.76
17	0.32	6.01
19	0.23	4.32
23	0.21	3.94

Tableau (II.12) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$THD\%=29.95$$

II.3.4.2.1. Interprétation

A partir des résultats obtenus on constate qu'en diminuant la valeur de l'angle d'amorçage l'allure du courant s'améliore, ce qui se traduit par une diminution de la valeur du THD. Les harmoniques sont toujours de rang $(2k+1)$; avec les harmoniques pairs et multiples de trois sont nuls.

II.3.4.3. Angle d'amorçage $\alpha=20$

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	100 Ω
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.1 S

Tableau (II.13) : *paramètres de simulation.*

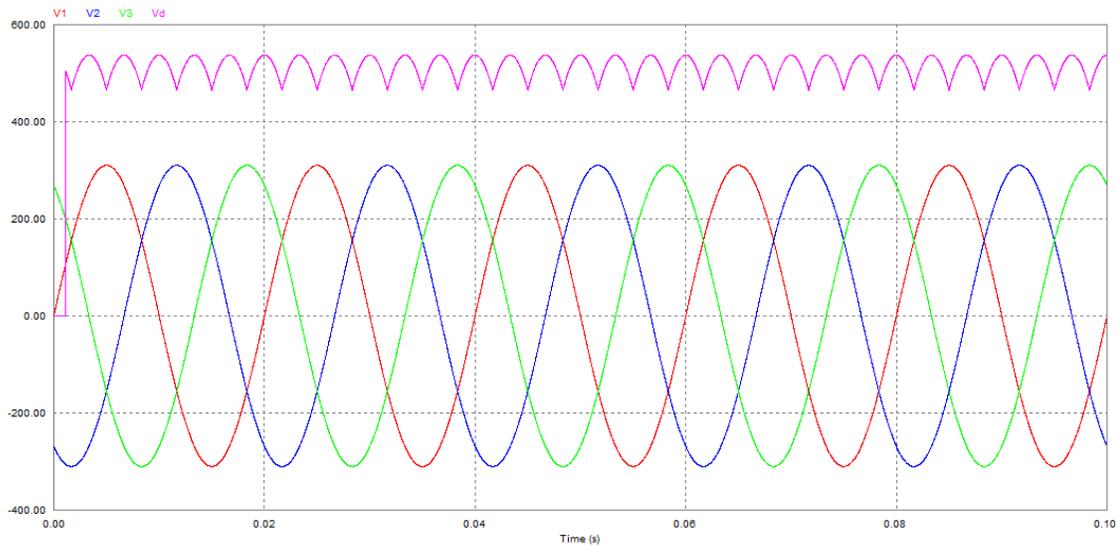


Figure II.30: *Allures des signaux des tension d'entrée et sortie du redresseur PD3 commandé*

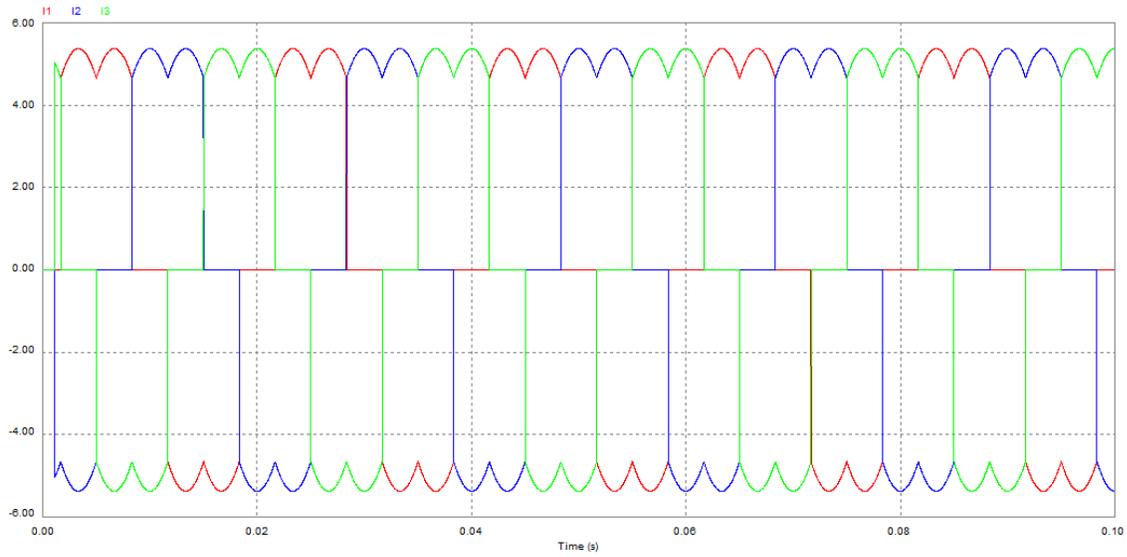


Figure II.31: Allures des signaux des courants de la source I1 I2 I3 du redresseur PD3 commandé

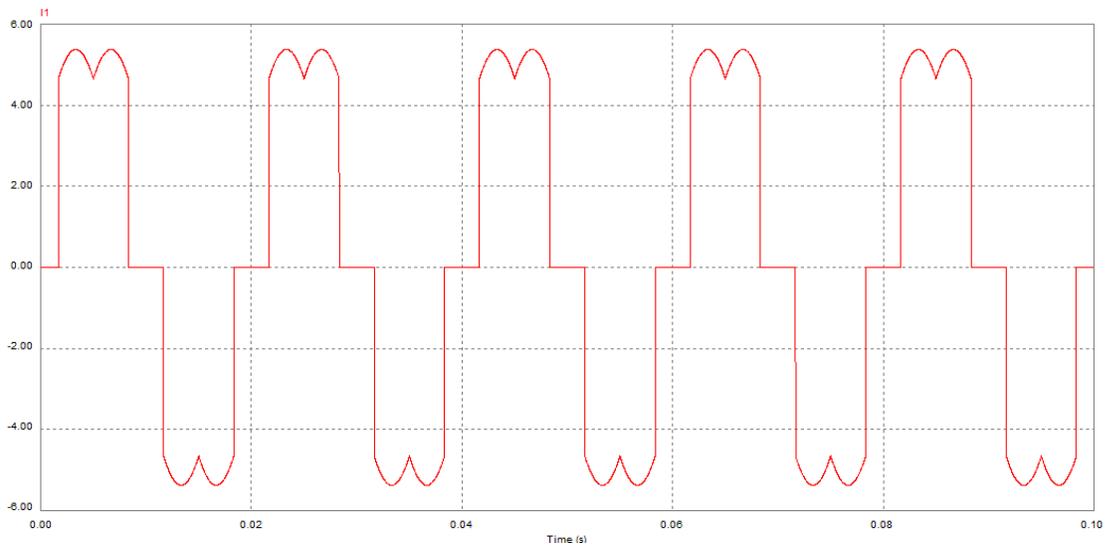


Figure II.32: Allure du signal du courant de la source I1 du redresseur PD3 commandé

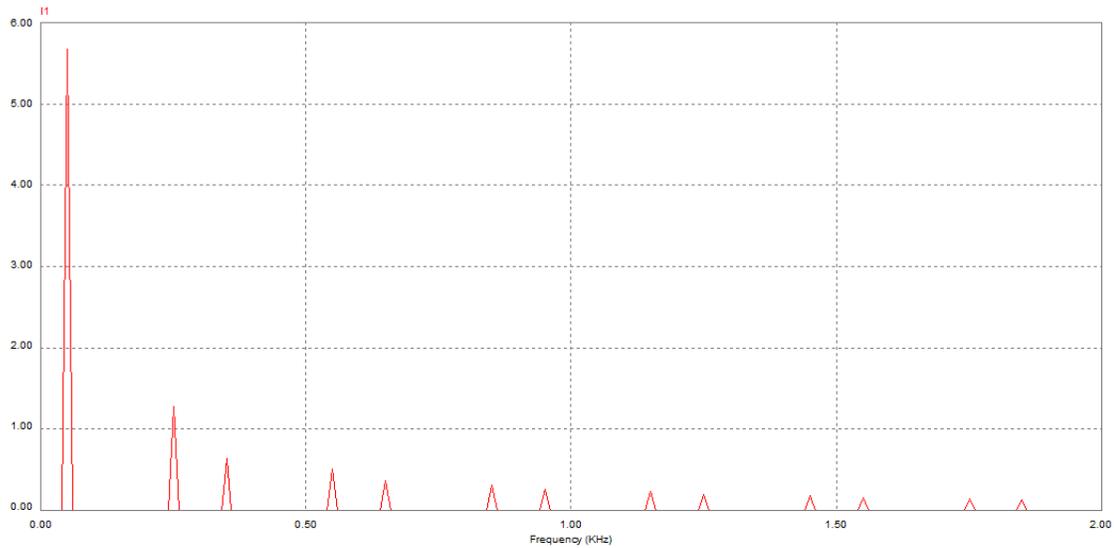


Figure II.33: Analyse spectrale du courant I_1 de la source d'un redresseur PD3 commandé

Le tableau suivant regroupe les valeurs efficaces du courant fondamental et des harmoniques. Le THD est calculé en tenant compte de ces valeurs.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	5.67	100
5	1.19	20.98
7	0.64	11.28
11	0.48	8.46
13	0.36	6.34
17	0.30	5.29
19	0.24	4.23
23	0.21	3.70

Tableau (II.14) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %.

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$\text{THD}\% = 26.97$$

II.3.4.3.1. Interprétation

Les résultats de simulation montrent qu'en diminuant la valeur de l'angle d'amorçage la forme d'onde du courant s'améliore et le THD diminue. Pour $\alpha=0$ on est dans le cas du pont à diodes. A partir de cette étude on peut conclure que le pont à diodes introduit moins d'harmoniques en comparant avec le pont à thyristors.

II.3.5. Redressement commandé (à Thyristors) 12 pulsations en série

II.3.5.1. Angle d'amorçage $\alpha=50$

Les paramètres de simulation sont résumés dans le tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.04 H
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.1 S

Tableau (II.15) : paramètres de simulation.

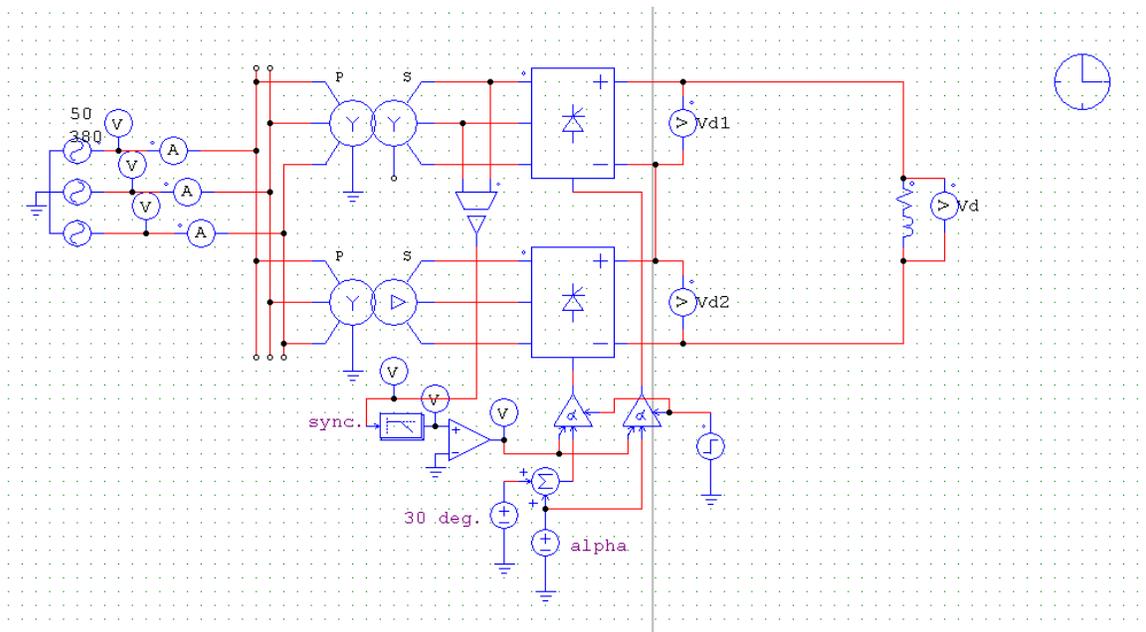
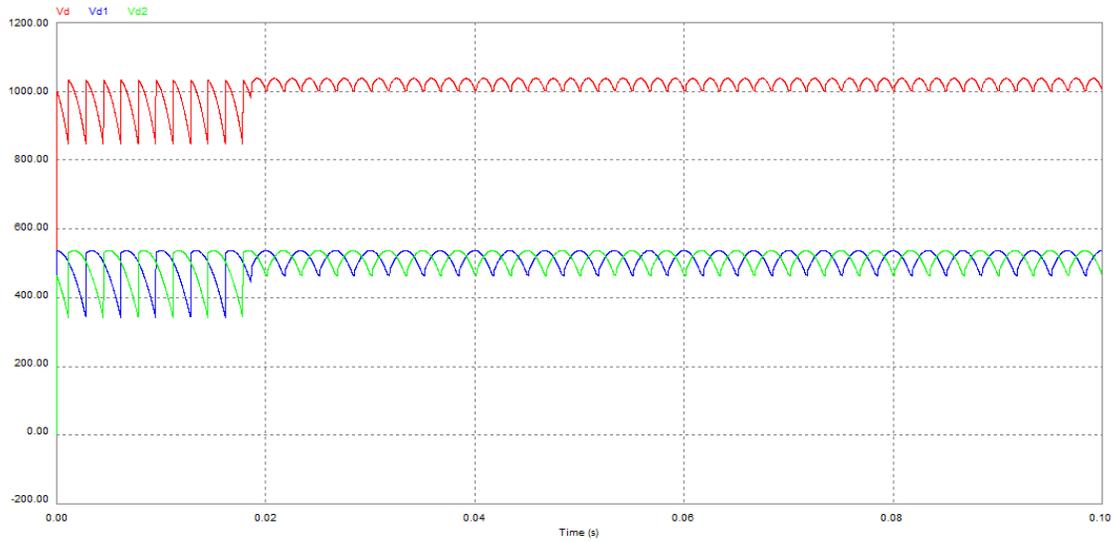


Figure II.34: Montage redresseur à thyristors à 12 pulsations



Figure

II.35: Allures des signaux des tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension de sortie totale.

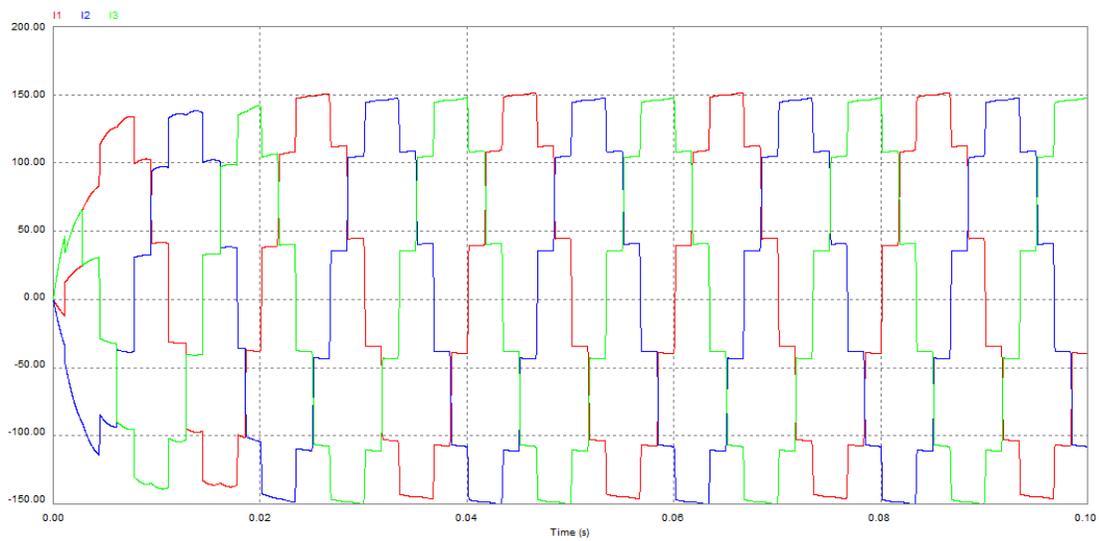


Figure II.36: Allures des signaux des courants de la source I1 I2 I3 d'un redresseur commandé avec une charge inductive

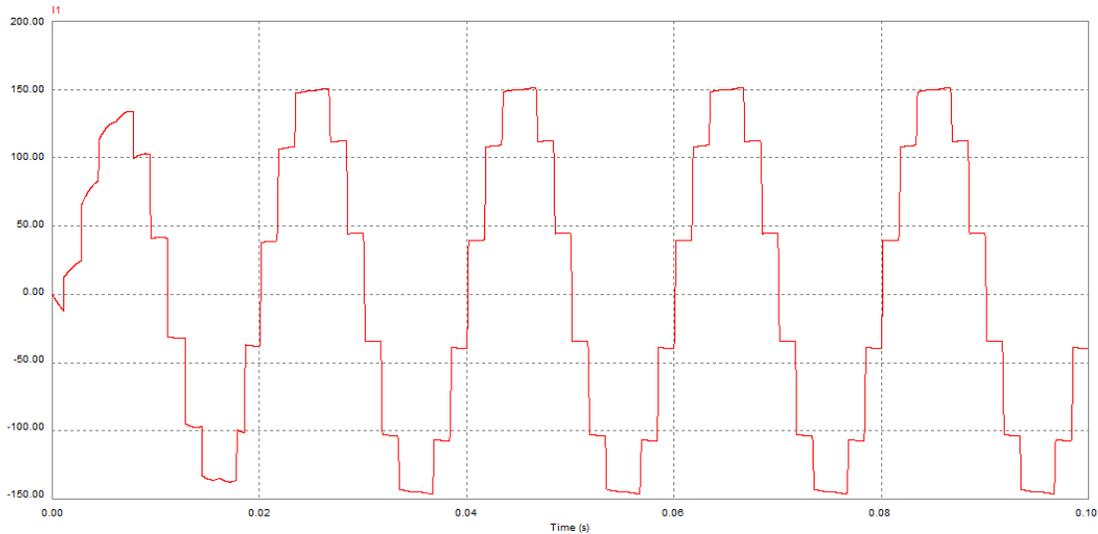


Figure II.37: *Allure du signal du courant de la source I1 d'un redresseur PD3 commandé avec une charge inductive*

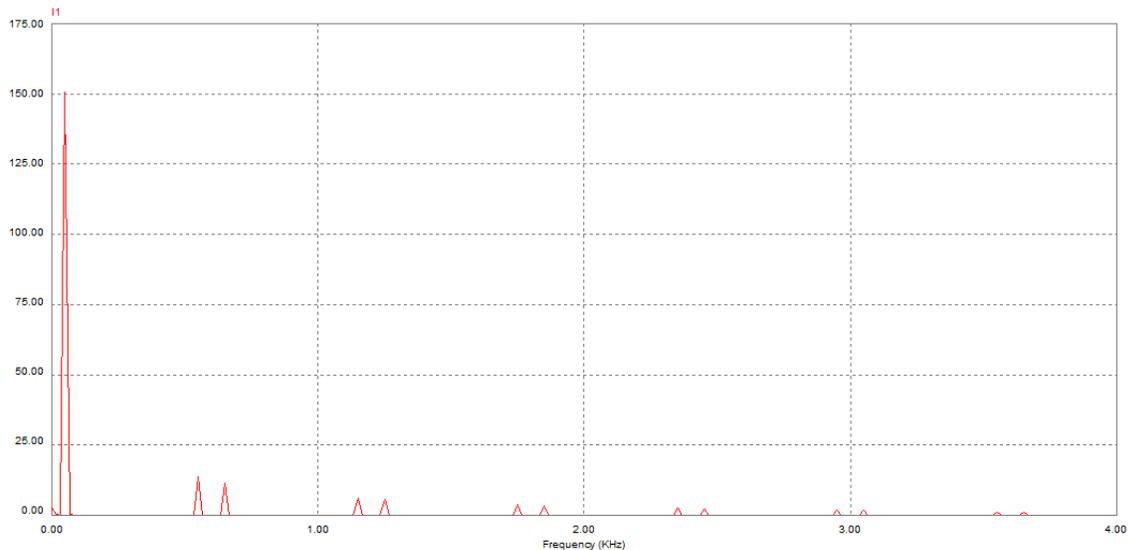


Figure II.38: *Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur commandé avec une charge inductive*

A partir des résultats ci-dessus on constate que les tensions des deux ponts sont égales mais déphasées de 30° et que la tension totale et la somme des deux ; ce qui diminue l'ondulation et les harmoniques côté continu. L'allure du courant est en escalier (forme proche du sinusoïde). L'analyse spectrale confirme l'étude théorique réalisée auparavant. A partir de ce spectre on dresse le tableau suivant, à partir duquel on calcule le THD. Le THD dans ce cas est de l'ordre de 13.47%.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	150	100
11	13.5	9
13	11.3	7.66
23	6.04	4.02
25	5.65	3.76
35	3.67	2.44
37	3.47	2.31

Tableau (II.16) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$\text{THD}\% = 13.47.$$

II.3.5.2. Angle d'amorçage $\alpha=20$

Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes.

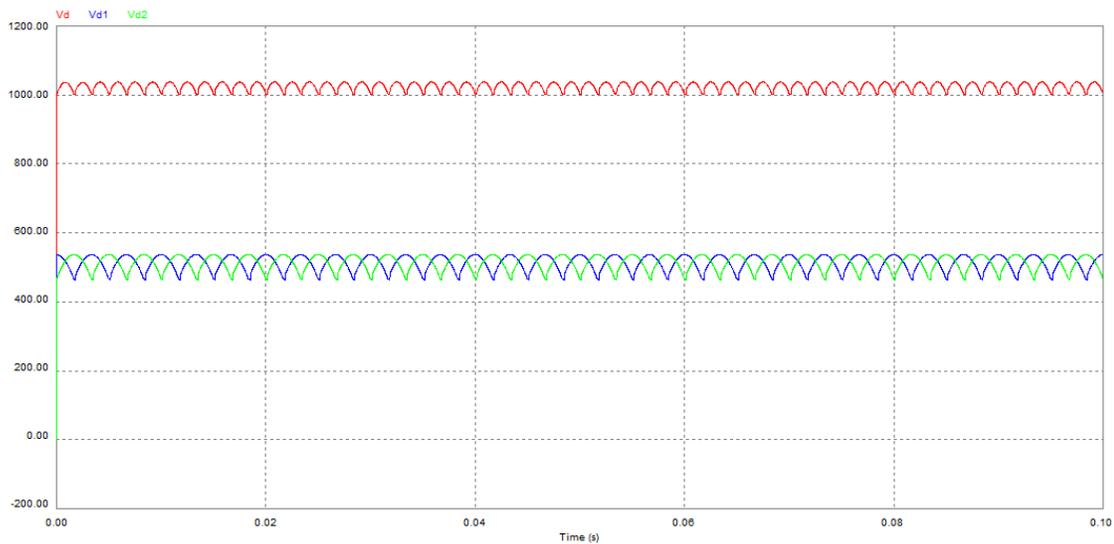
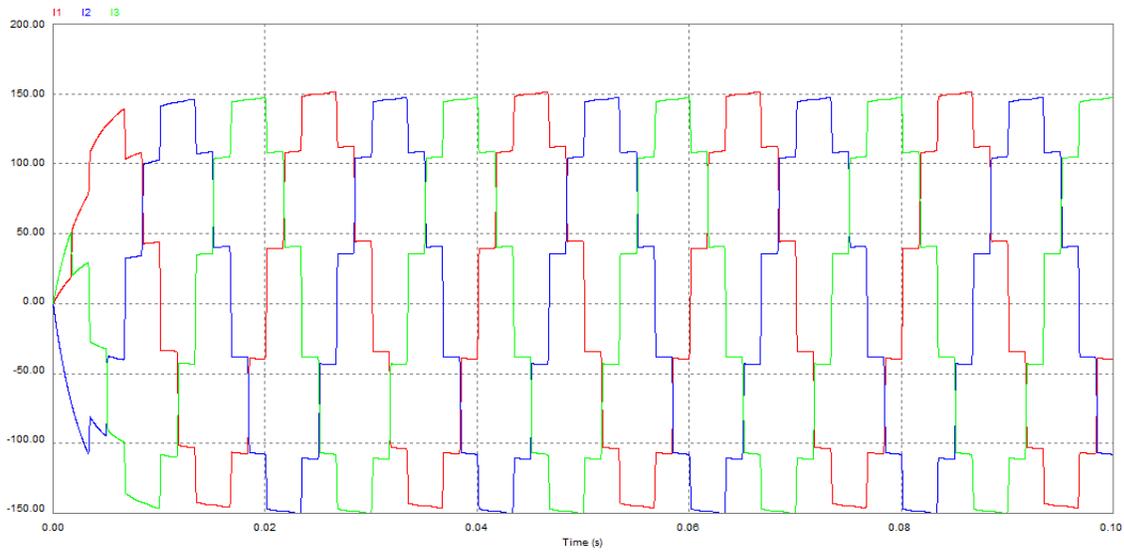
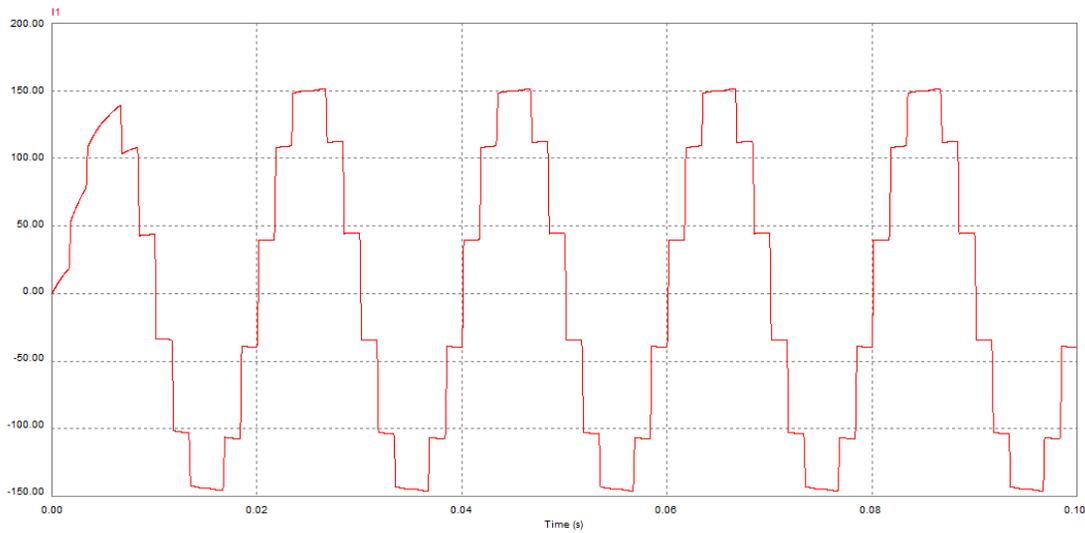


Figure II.39: tensions des deux ponts ainsi que la tension totale



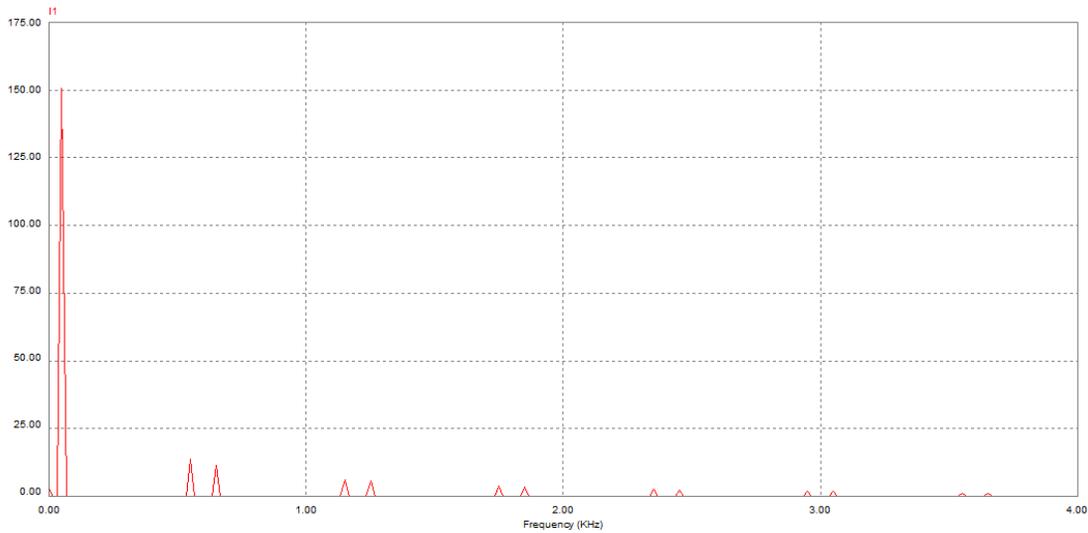
Figure

II.40: courants de la source I1 I2 I3 d'un redresseur commandé (12 pulsations) avec une charge inductive



Figure

II.41: courant de phase I1



Figure

II.42: *Analyse spectrale du courant I1 de la source avec une charge inductive*

A partir du spectre harmonique on dresse le tableau ci-dessous regroupant les valeurs efficaces du courant fondamental et harmoniques, à partir duquel on calcule le THD.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	150.78	100
11	13.6	9.01
13	11.34	7.52
23	6.05	4.01
25	5.66	3.75
35	3.68	2.44
37	3.47	2.30

Tableau (II .17) : *Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %*

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$THD\% = 13.39.$$

II.3.5.2.1. Interprétation

Avec ($\alpha = 20^\circ$), On remarque une légère amélioration au niveau de la forme d'onde du courant et du THD. Les autres remarques restent pratiquement les mêmes.

II.3.5.3. Angle d'amorçage $\alpha=5$

Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes.

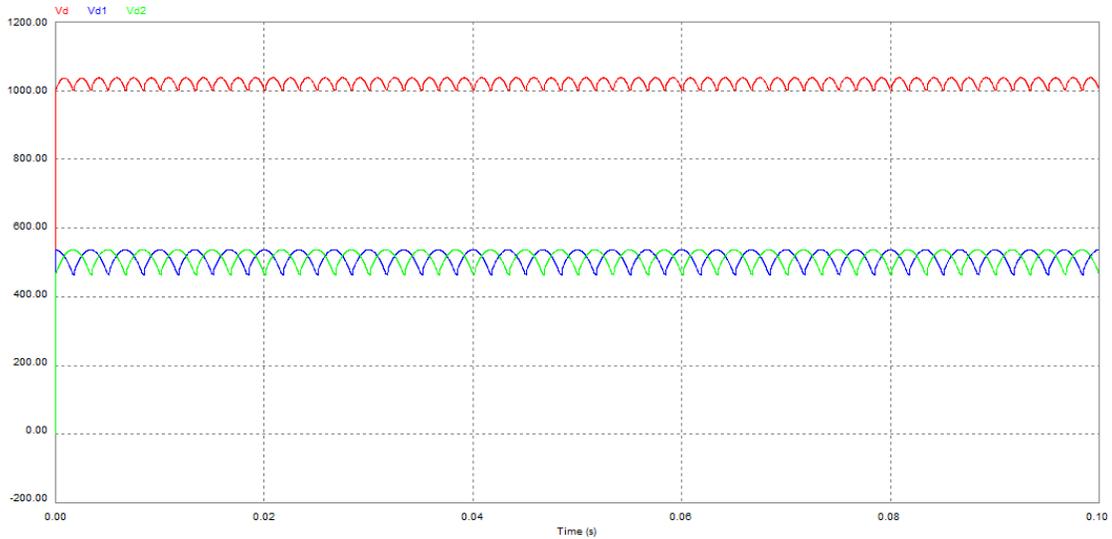
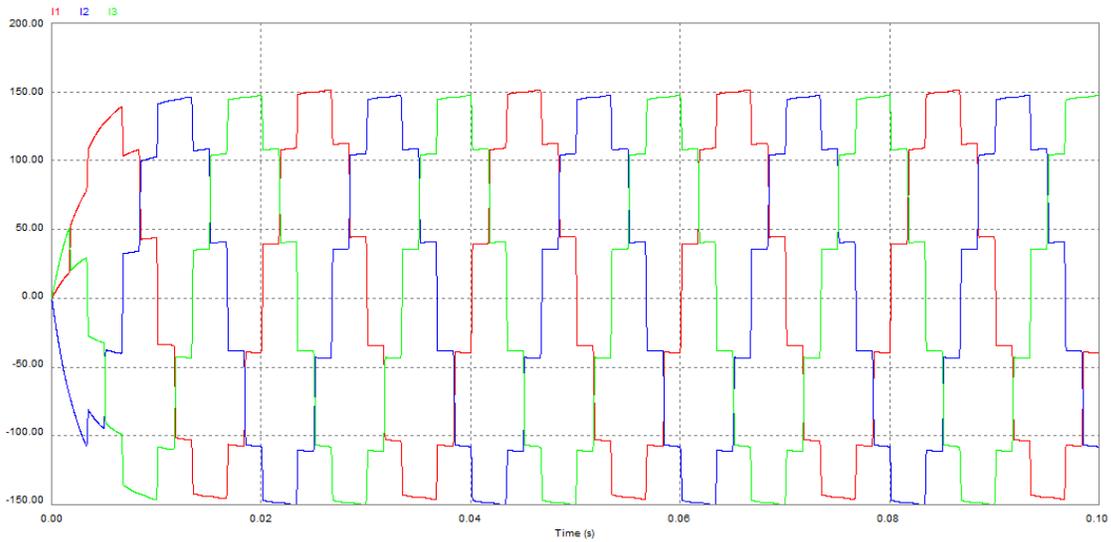
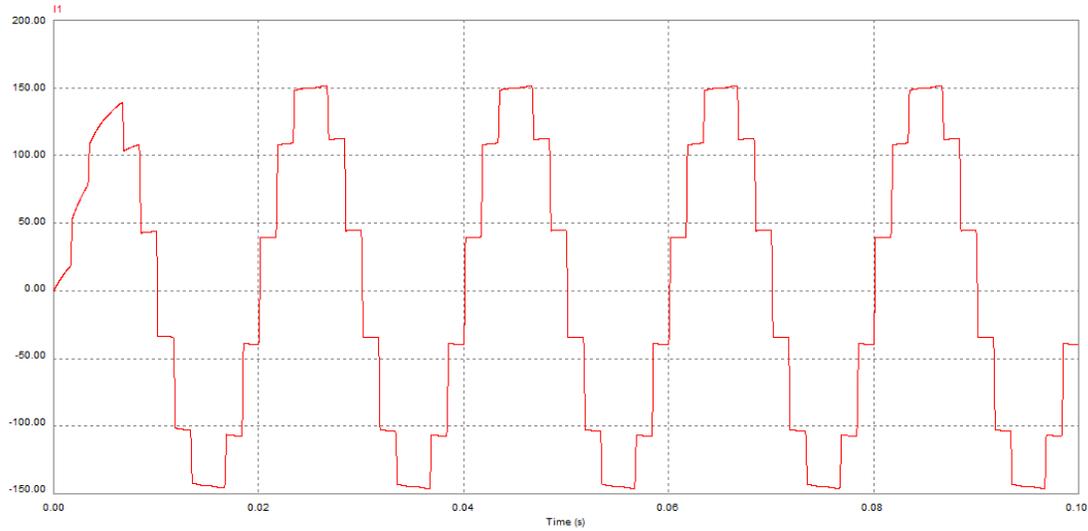


Figure II.43: tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension totale



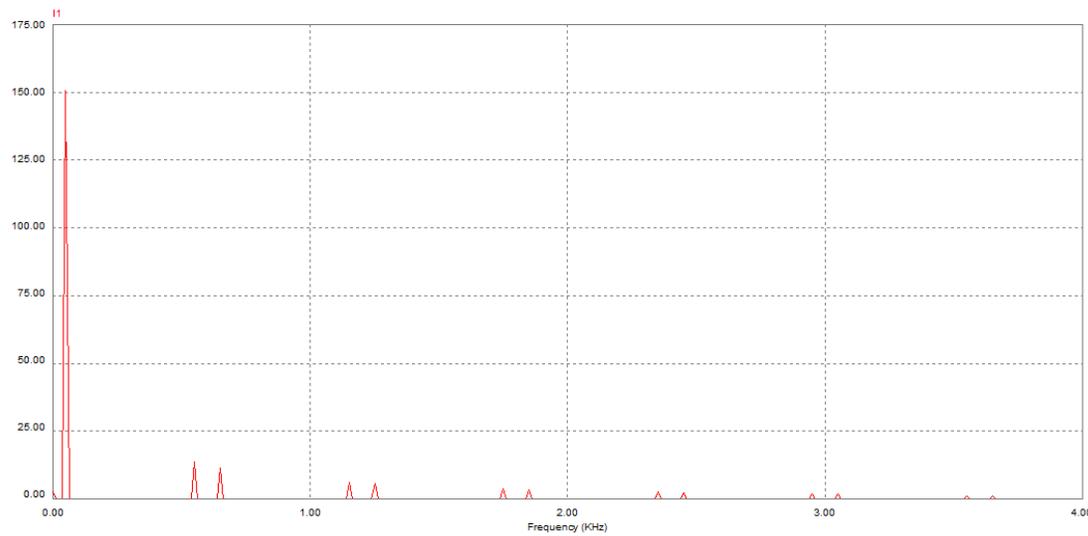
II.44: courants de la source I1 I2 I3 avec une charge inductive

Figure



Figure

II.45: *courant de la source I1 avec une charge purement inductive*



Figure

II.46: *Analyse spectrale du courant I1 de la source avec une charge inductive*

A partir de la courbe du spectre d'harmoniques on dresse le tableau ci-dessous représentant les valeurs efficaces des différents courants harmoniques. A partir de tableau on calcule la valeur du THD.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	150.79	100
11	13.23	8.77
13	11.35	7.52
23	5.98	3.96
25	5.67	3.76
35	3.62	2.40
37	3.45	2.28

Tableau (II.18) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %

Le THD du courant du réseau dans ce cas est de l'ordre de $\text{THD}\% = 13.20$

II.3.5.3.1. Interprétation

Pratiquement on constate qu'en diminuant la valeur de l'angle d'amorçage l'allure du courant s'améliore et le THD diminue.

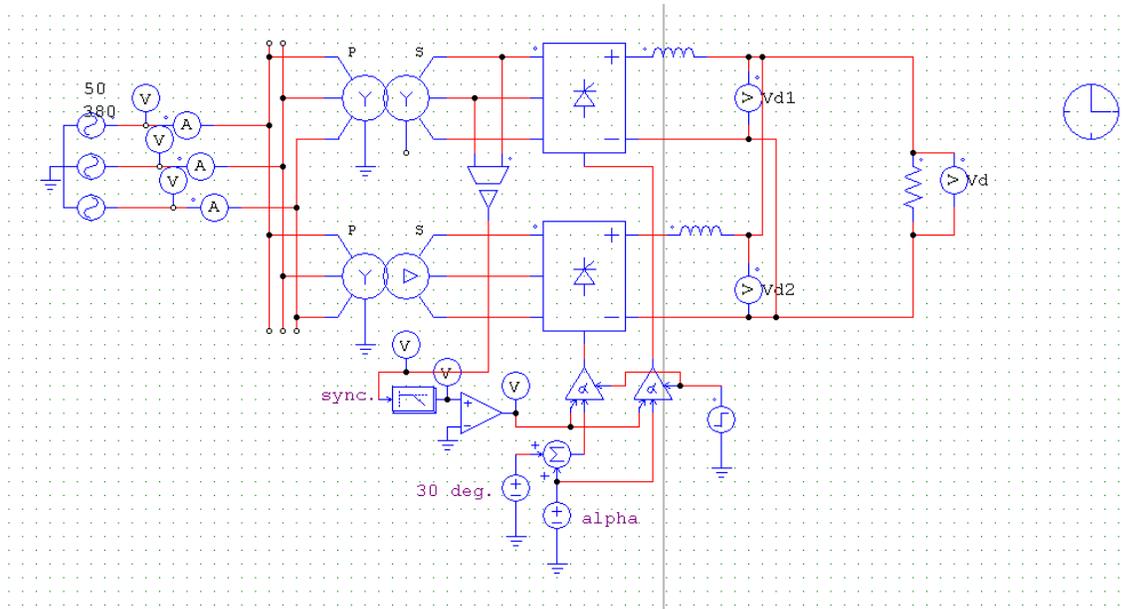
II.3.6. Redressement commandé (à Thyristors) 12 pulsations en parallèle

II.3.6.1. Angle d'amorçage $\alpha=50$

Les paramètres de simulation sont résumés au tableau suivant :

Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.04 H
tension de réseau V_s	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
Temps T	0.1 S

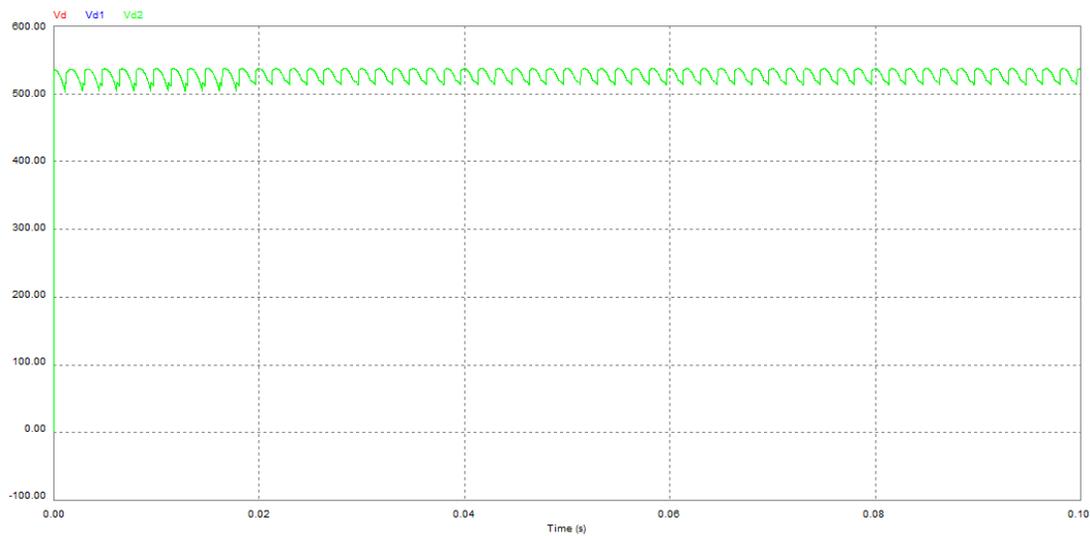
Tableau (II.19) : paramètre de simulation.



Figure

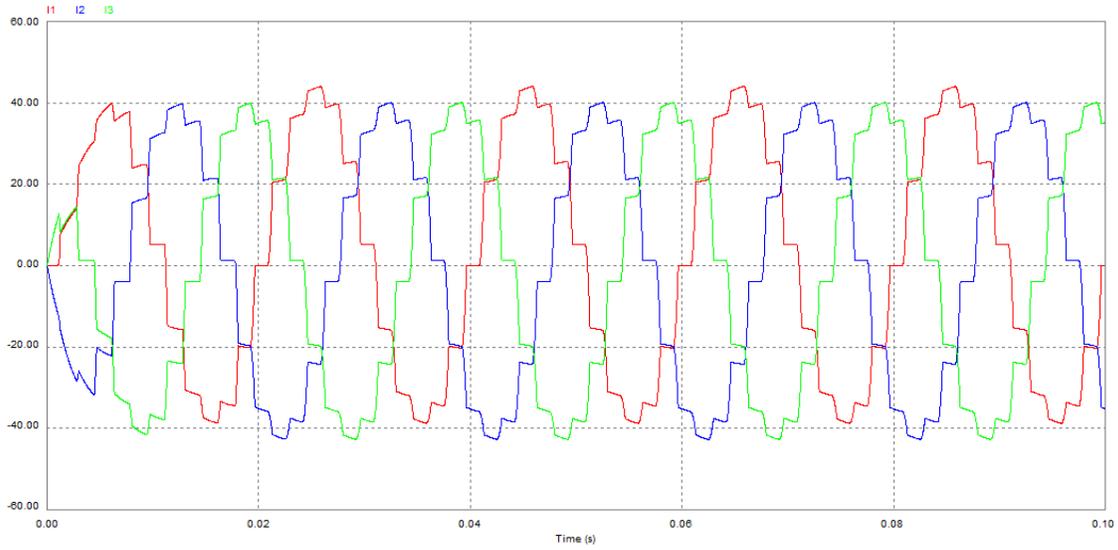
II.47: Montage redresseur à 12 pulsations (à Thyristors) en parallèle

Les résultats de simulation dans ce cas sont représentés par les figures suivantes.



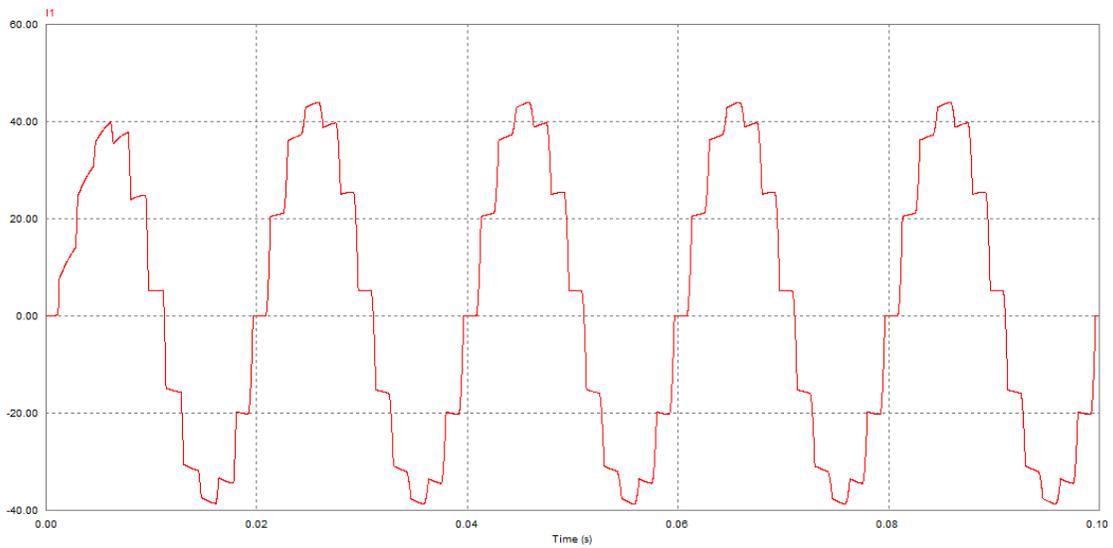
Figure

II.48: tensions de sortie de chaque pont ainsi que la tension totale



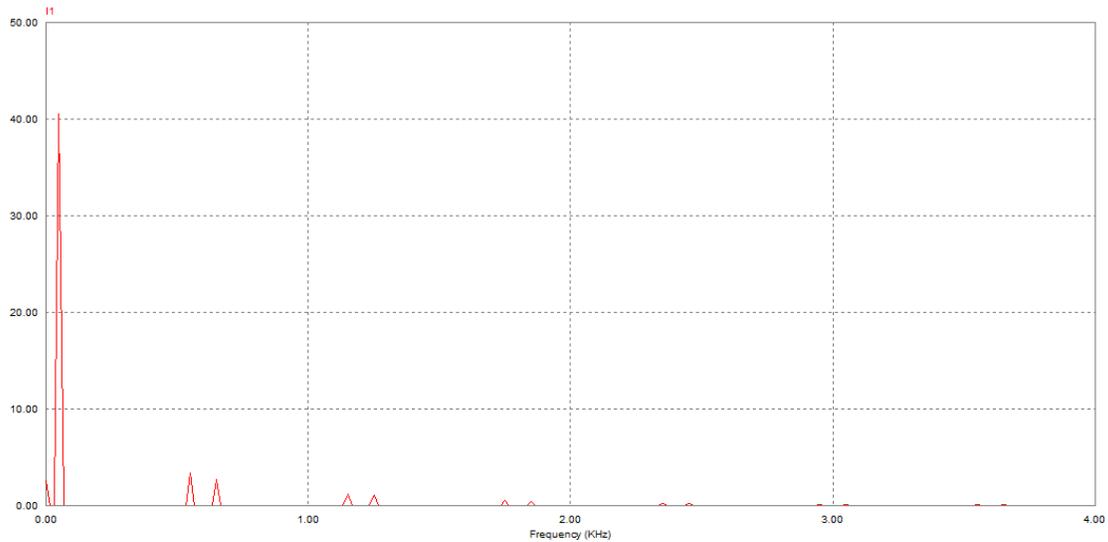
Figure

II.49: *courants de la source I1 I2 I3 du redresseur commandé avec une charge inductive*



Figure

II.50: *courant de la source I1*



Figure

II.51: Analyse spectrale du courant I1 de la source avec une charge inductive

Le tableau suivant représente les valeurs efficaces des courant fondamental et les courants harmoniques associés.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	40.51	100
11	3.41	8.41
13	2.74	6.76
23	1.2	2.96
25	1.06	2.61
35	0.48	1.18
37	0.42	1.03

Tableau (II.20) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$THD\% = 11.59$$

II.3.6.1.1. Interprétation

Pour le montage parallèle on remarque que la tension totale est égale aux tensions des deux ponts. Du côté harmonique on constate une légère diminution du THD. En comparant les deux configurations du point de vue harmoniques (parallèle et série) on constate le taux d'harmoniques est pratiquement le même. La configuration parallèle présente une légère amélioration.

II.3.6.2. Angle d'amorce $\alpha=20$

Les résultats de simulation dans ce cas sont représentés par les figures suivantes.

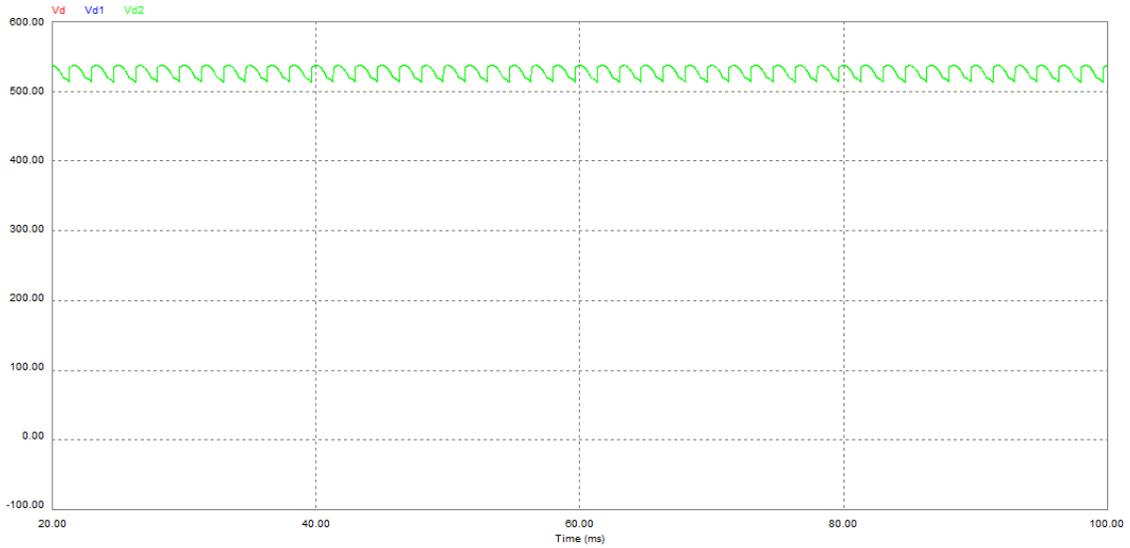
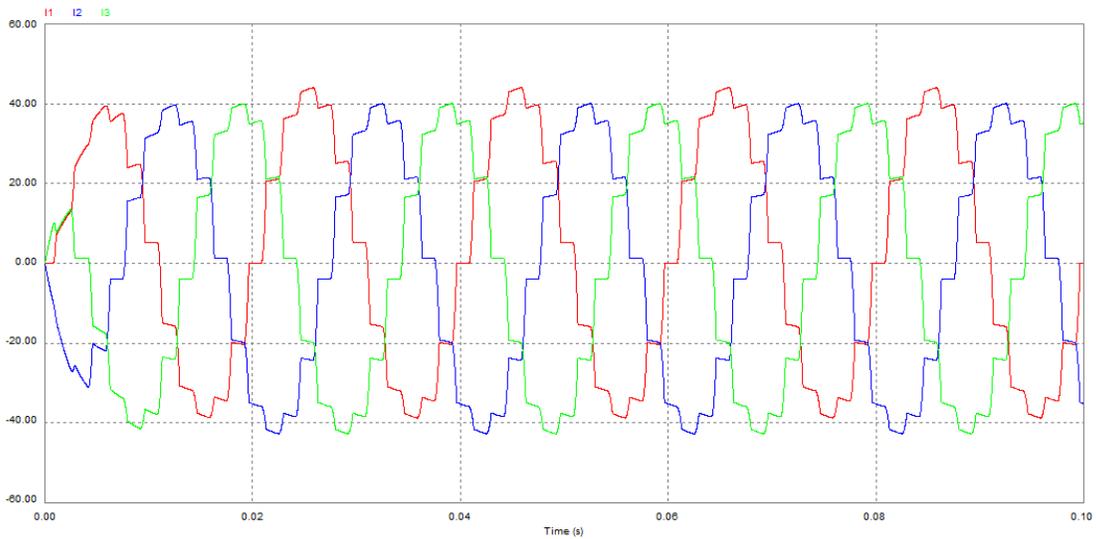


Figure II.52: tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension totale



Figure

II.53: courants de la source I1 I2 I3

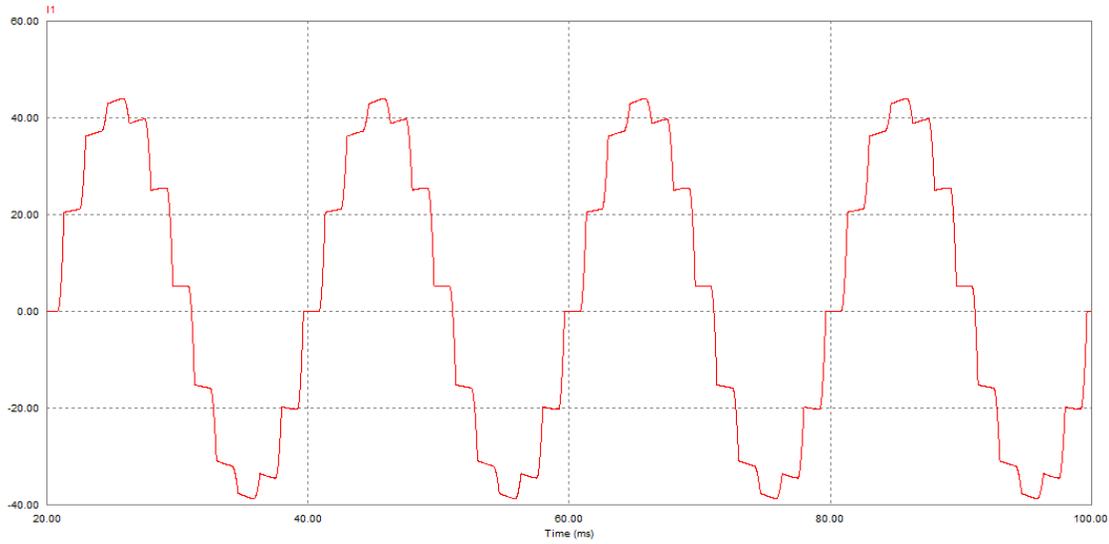
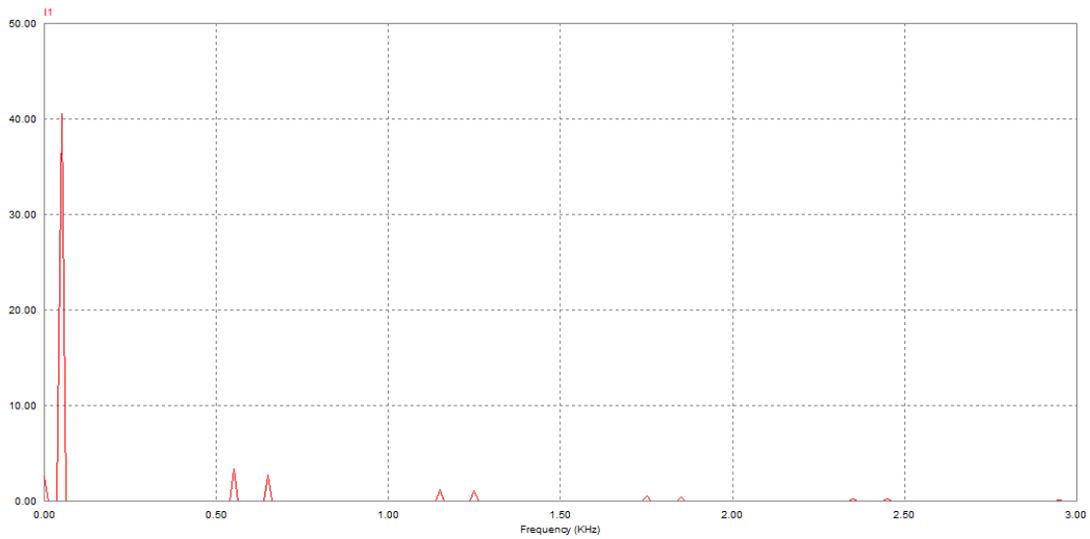


Figure II.54: *courant de la source I1 avec une charge inductive*



Figure

II.55: *Analyse spectrale du courant I1 de la source d'un redresseur commandé avec une charge inductive*

Les valeurs efficaces des courant fondamental et les courants harmoniques sont regroupées dans le tableau ci-dessous.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes harmoniques/Fond(%)
1	40.51	100
11	3.32	8.19
13	2.74	6.76
23	1.19	2.93
25	1.06	2.61
35	0.48	1.18
37	0.42	1.03

Tableau (II.21) : Les valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

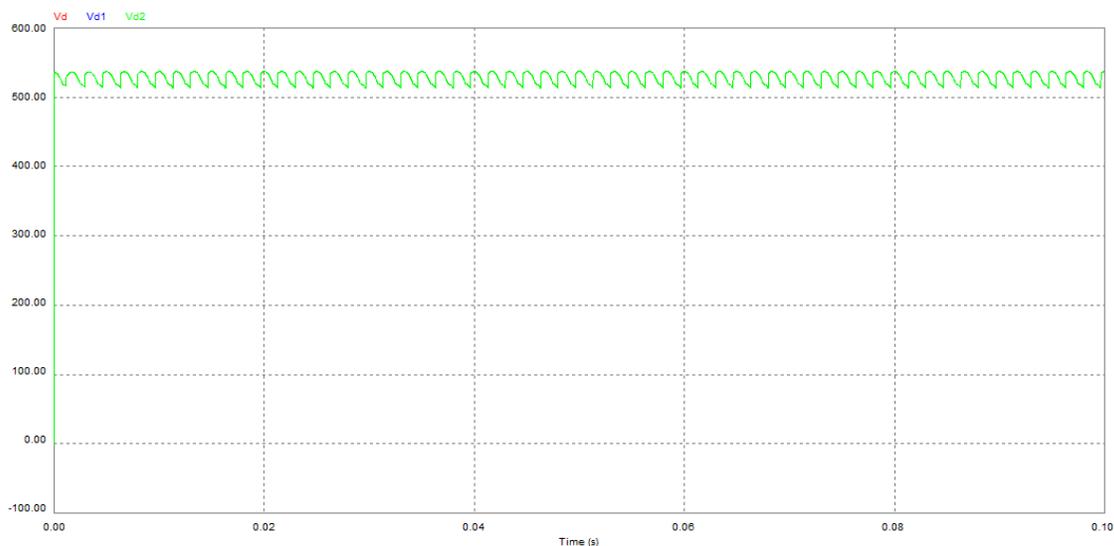
$$\text{THD}\% = 11.43$$

II.3.6.2.1. Interprétation

Pour $\alpha=20^\circ$, les résultats de simulation montrent une légère amélioration au niveau de l'allure du courant et la valeur du THD (11.43%).

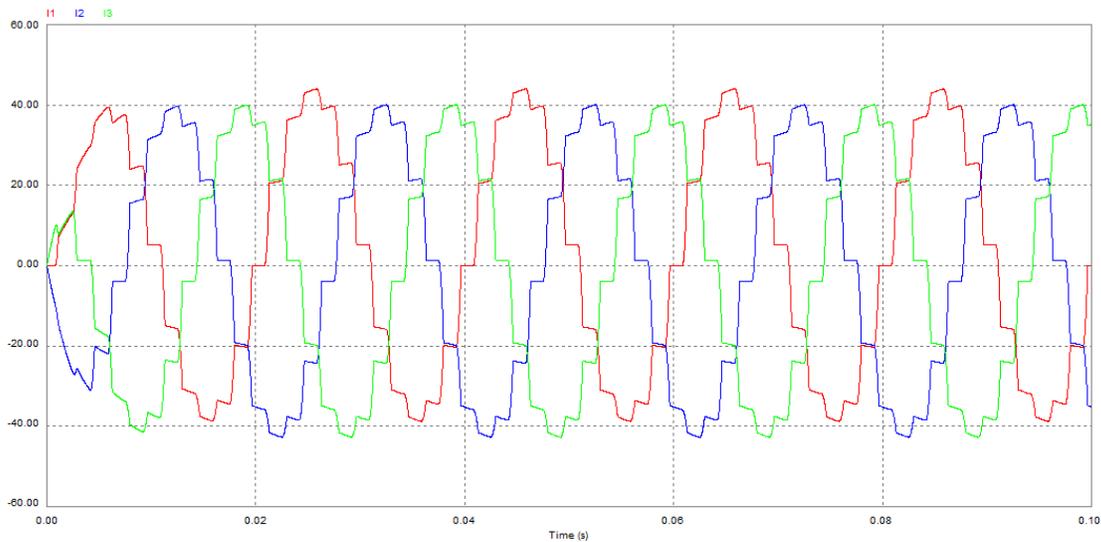
II.3.6.3. Angle d'amorçage $\alpha=5$

Les résultats de simulation dans ce cas sont représentés par les figures suivantes.



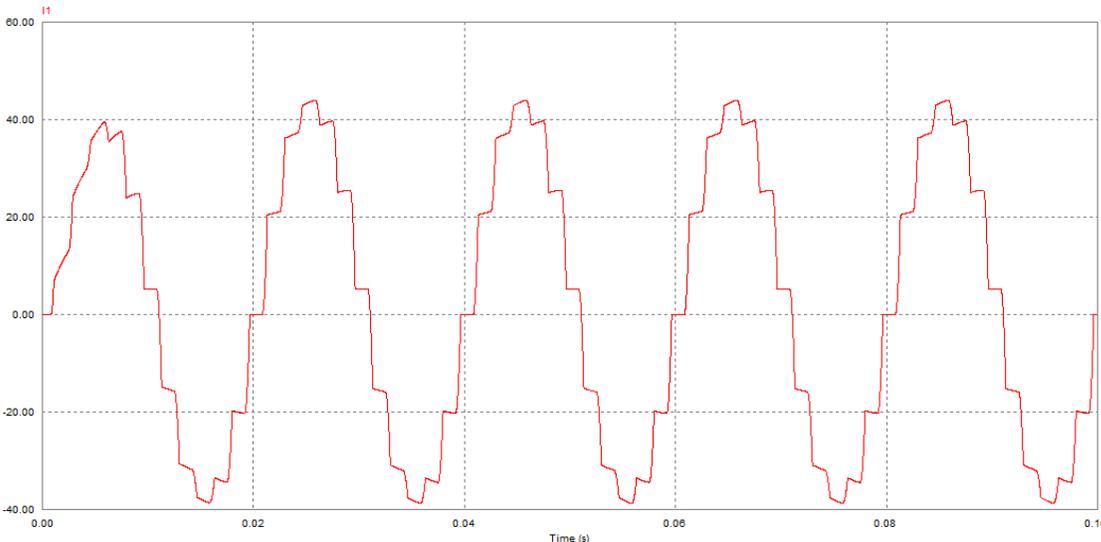
Figure

II.56: tensions de sortie des deux ponts ainsi que la tension totale



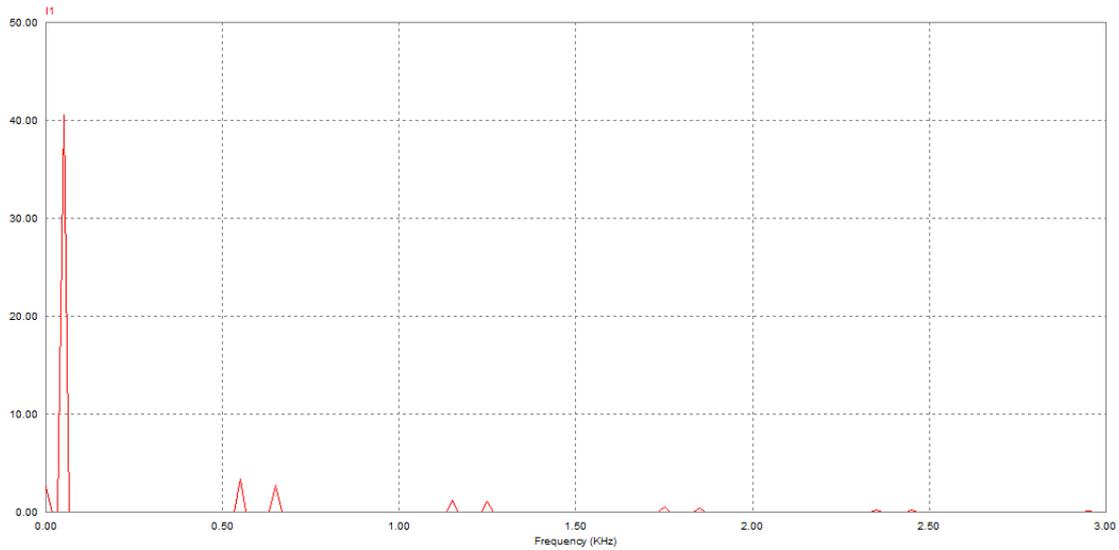
Figure

II.57: courants de la source I1 I2 I3 avec une charge inductive



Figure

II.58: courant de la source I1 avec une charge inductive



Figure

II.59: Analyse spectrale du courant I1

A partir du spectre harmonique on dresse le tableau représentant les valeurs efficaces des courant fondamental et harmoniques.

Rang	Valeur efficace (A)	Amplitudes. harmoniques/Fond(%)
1	40.51	100
11	3.41	8.41
13	2.74	6.76
23	1.2	2.96
25	1.06	4.29
35	0.48	1.18
37	0.42	1.03

Tableau (II.22) : valeurs efficaces des courants harmoniques et leurs amplitudes par rapport au fondamental en %

Le THD du courant réseau dans ce cas est de l'ordre de :

$$THD\% = 11.59$$

II.3.6.3.1. Interprétation

Les mêmes remarques précédentes restent valables. La valeur du THD est pratiquement la même.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté en première étape l'étude et la simulation du pont redresseur triphasé double alternances, commandé et non commandé. Les résultats de simulation montrent que le pont à diodes introduit moins d'harmoniques au niveau réseau par rapport au pont commandé à thyristors. Pour minimiser le taux d'harmoniques dans le courant de réseau ; on a introduit une technique basée sur l'augmentation du nombre de pulsations. Cette méthode consiste à utiliser deux ponts 6 pulsations soit en parallèle soit en série (12 pulsations). Les résultats de simulation montrent qu'en augmentant le nombre de pulsations, le courant du réseau est en escalier (forme proche du sinusoïde) ; ce qui minimise le contenu harmonique dans le courant.

CHAPITRE III :
FILTRAGE ACTIF :
REDRESSEUR MLI ET FILTRE
ACTIF PARALLELE

III.1. Introduction

Il existe aujourd'hui toute une gamme de matériels et de solutions pour l'atténuation des harmoniques.

Pour réduire les harmoniques au niveau de la source nous proposons dans ce travail le filtrage actif, vu ses avantages, tel que l'adaptation aux variations de la charge. Le filtre actif est un onduleur de tension à MLI qui traite l'élimination des harmoniques. Il doit donc, injecter des courants éliminant les harmoniques créés par le pont redresseur. Cette structure a pour vocation d'éliminer de façon active tout ou une partie des harmoniques de courant, l'utilisation des onduleurs pour filtrage actif, suppose l'emploi des fréquences de découpages très supérieure aux fréquences harmoniques que l'on veut éliminer. Une autre méthode de filtrage actif est le redresseur à absorption sinusoïdale.

III.2. Redresseur à absorption sinusoïdale (MLI)

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de la commande à l'ouverture et la fermeture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commuté, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée. [20]

III.2.1. Redresseur MLI sinus-triangulaire sans régulation de la tension du bus continu

III.2.1.1. Le principe de la commande sinus-triangulaire

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdales déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence F_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette technique MLI sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages.

- Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- Repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

d'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant,
- Faible coût du filtre de sortie.

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie (figure III.1).

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m est défini comme le rapport de la fréquence de modulation f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence [$m = \frac{f_p}{f}$]

Le coefficient de réglage ou le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude (valeur crête) V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse [$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$]

On note qu'une M.L.I est synchrone si m est entier dans ce cas, la grandeur de sortie est

Périodique de période $\frac{1}{\text{fréquence}}$. Elle est dite asynchrone dans le cas contraire. Pour le redresseur triphasé la porteuse la plus adaptée aux onduleurs (redresseurs) est la triangulaire bipolaire.

Le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un redresseur est illustré par la figure (III.1)

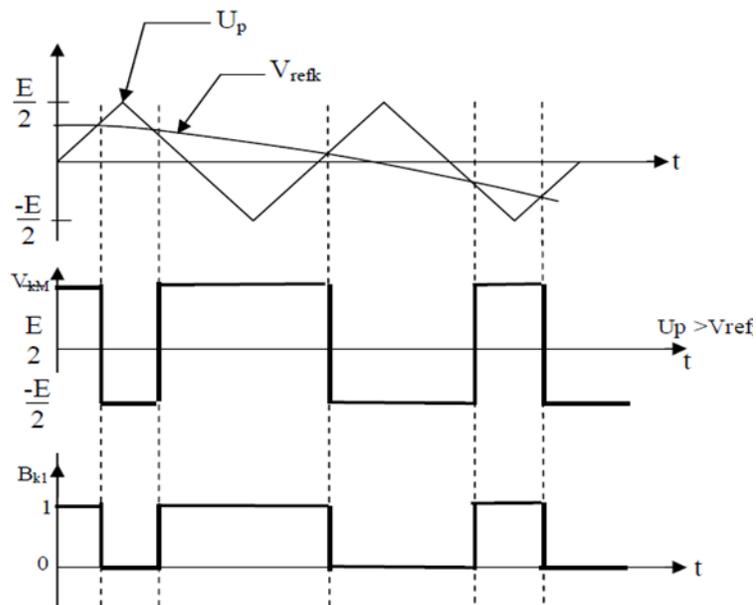


Figure (III.1) : Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale

En modulation synchrone, si m est impair, on trouve dans le spectre de la tension uniquement des harmoniques impairs. Dans le cas de m pair, on trouve une valeur moyenne non nulle (signal non symétrique) et des harmoniques pairs et impairs. C'est pourquoi, on choisit des indices de modulation impairs.

Pour le triphasé, les harmoniques de rang multiple de trois des tensions simples et

Composées sont nuls, ainsi afin d'annuler les raies de fréquence $m_f, 3mf, 5mf, \dots$ etc., on choisit pour le triphasé des indices de modulation impairs et multiples de trois.

On montre qu'avec cette stratégie l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées, facilitant ainsi le filtrage. Cependant m est limitée par les temps de commutation des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. Si m est assez grand ($m > 6$), la valeur efficace V_1 du fondamental de la tension d'entrée du redresseur V_a est pratiquement égale à l'onde de référence pour $r = 1$:

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U_C}{2} \quad (\text{III.1})$$

Donc par action sur r on peut théoriquement accroître l'amplitude du fondamental de 0

Jusqu'au maximum. Les tensions de référence du redresseur triphasé sont :

$$\begin{cases} V_{ref} = v_m \sin(\omega t) \\ V_{ref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

[21]

III.2.1. 2. Inconvénients de la MLI

Malgré la diversité de ses techniques et leur grand habilité à éliminer les harmoniques désirés, la M.L.I est imparfaite. En effet, le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur pertes Joule et pertes par courants de Foucault).

Elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.

Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. [21]

III.2.1.3. Simulation du redresseur MLI sinus-triangle sans régulation de la tension du bus continu

Les paramètres de simulation sont résumés dans le tableau suivant :

résistance de la lingue de réseau R_S	0.5 Ω
l'inductance de la lingue de réseau L_S	0.001 H
condensateur de bus continue C	0.00022 f
Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
l'inductance De charge L_{ch}	0.04 H
tension de réseau V_S	380 v
la fréquence de tension de réseau f	50 Hz
La tension de porteuse V_{peak}	380 v
la fréquence de tension de porteuse f_p	5000 Hz

Tableau (III.1) : paramètres de simulation.

III.2.1.3.1. Schéma de simulation

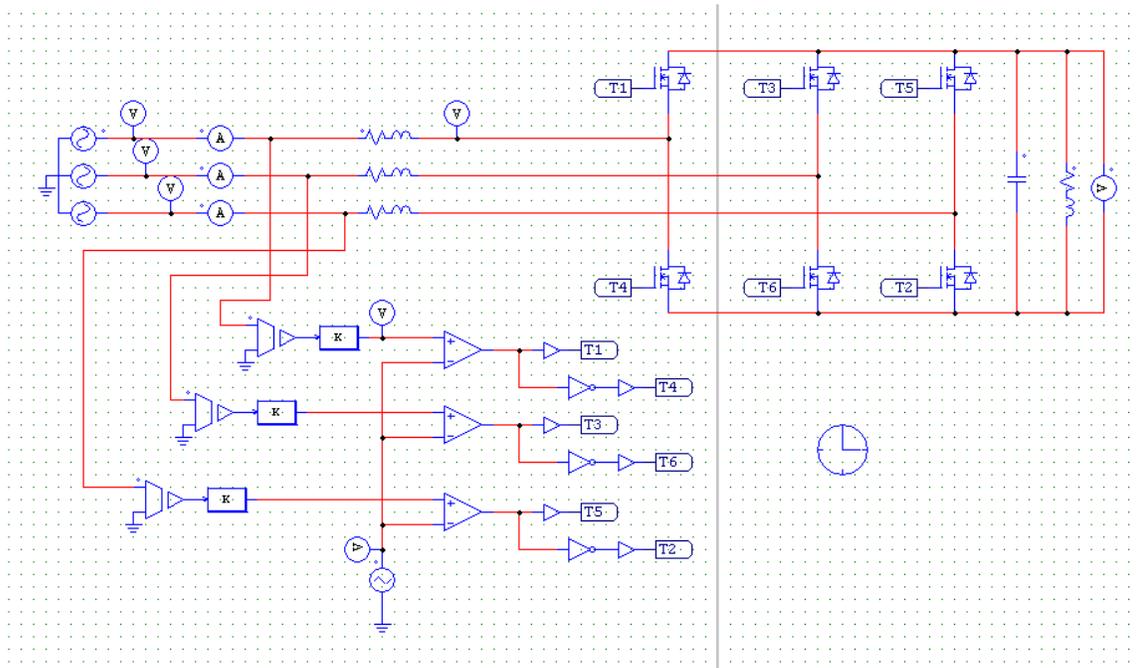


Figure (III.2) : schéma bloc du redresseur MLI sinus-triangle sans régulation du bus continu

III.2.1.3.2. Résultats de simulation

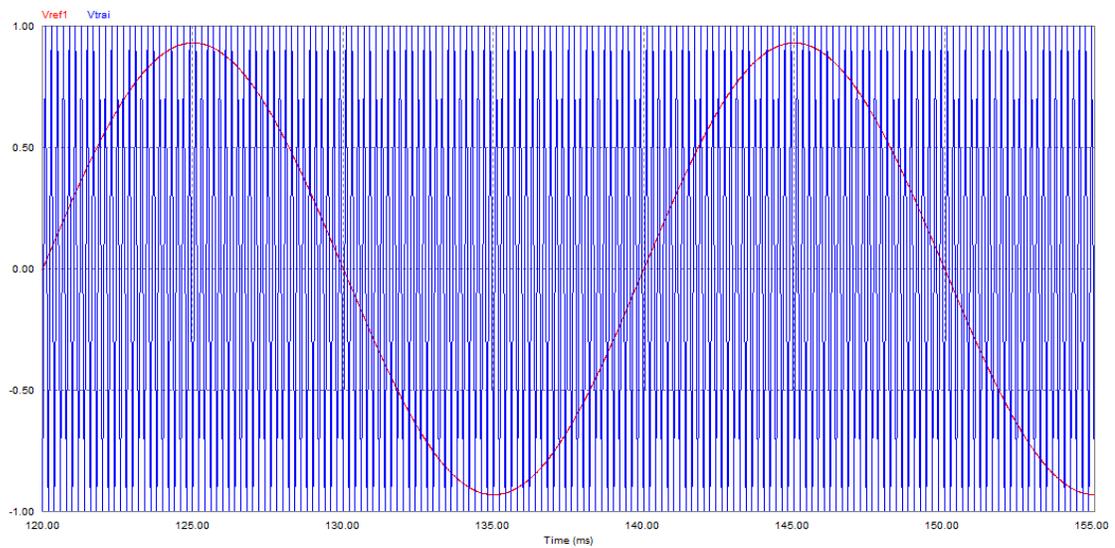


Figure (III.3) : Tensions de référence et triangulaire V_{ref} V_{trai}

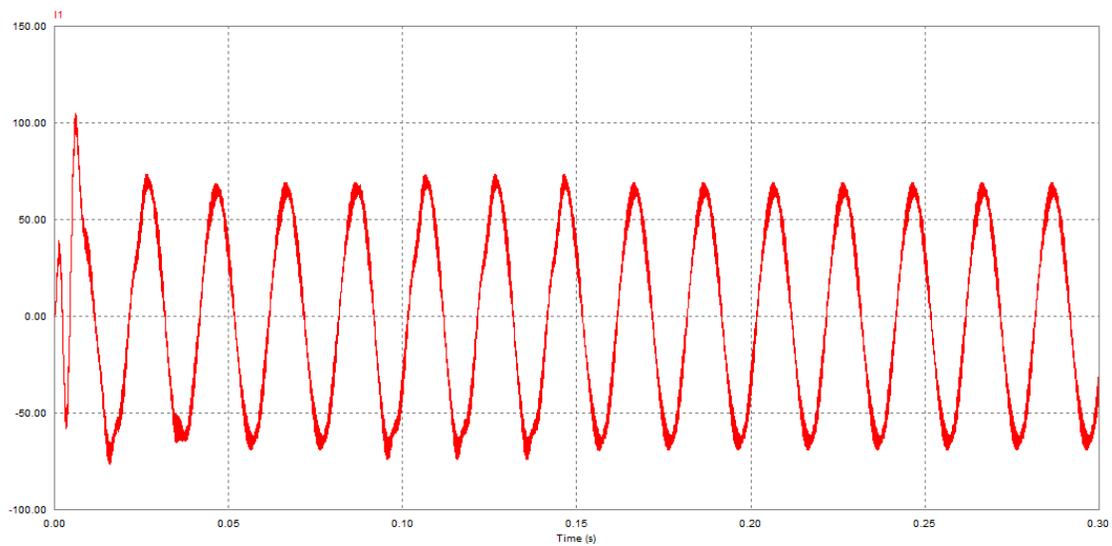


Figure (III.4) : Allure du courant I_a de la source.

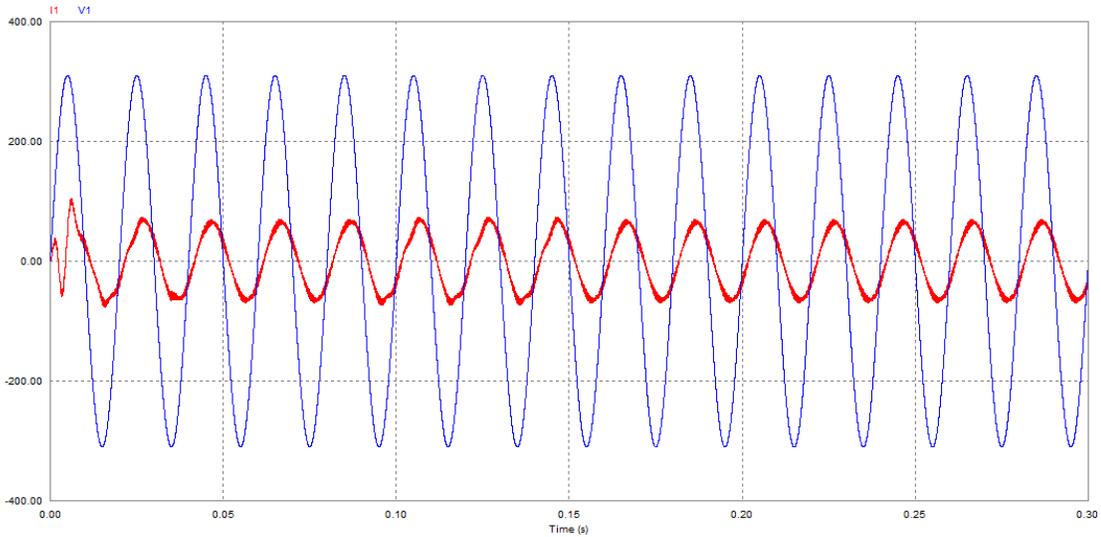


Figure (III.5) : Allures du courant I_a et de la tension V_{sa} de la source.

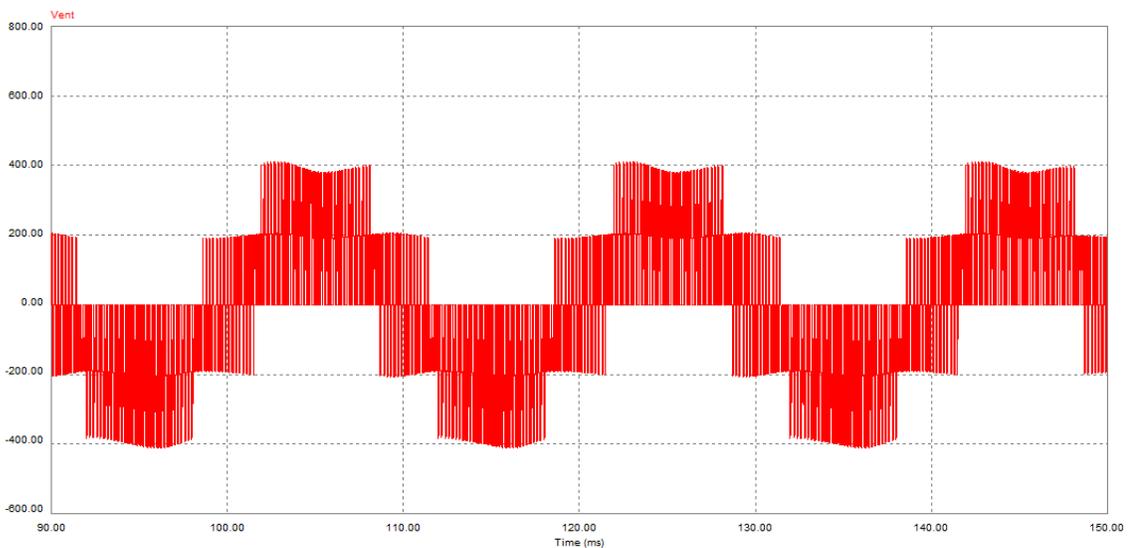


Figure (III.6) : tension d'entrée du pont convertisseur V_{an}

III.2.1.3.3. Interprétation des résultats

La figure (III.3) représente l'algorithme de la technique MLI illustrée par la comparaison de la tension de référence V_{ref} avec une tension triangulaire de fréquence 5000 Hz et d'amplitude unitaire. La figure (III.4) montre l'allure du courant du réseau avec une forme quasi sinusoïdale. La figure (III.5) représente le courant et la tension du réseau ; où on remarque que la tension n'est pas en phase avec

le courant ; alors le redresseur consomme une puissance réactive. La figure (III.6) montre la forme de la tension à l'entrée du redresseur.

III.2.2 redresseur à absorption sinusoïdale contrôlé par hystérésis sans régulation de la tension du bus continu

III.2.2.1 Principe de la commande par hystérésis en courant

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Le principe du contrôle par hystérésis, consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une

Bande encadrant sa référence. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une bande fixe de largeur Δi appelée bande ou fourchette d'hystérésis. Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs comme le montre la figure (III.7).

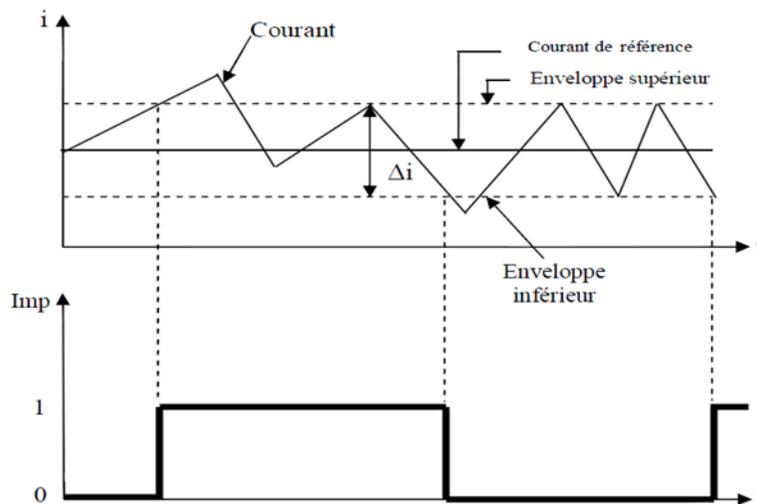


Figure (III.7) : Principe du contrôle par hystérésis.

Cette méthode permet le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la largeur Δi c'est pourquoi les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k du redresseur par le système (III.3) ci-dessous.

Soit e_k l'écart entre le courant de référence et réel défini par $e_k = I_k - I_{refk}$. Les ordres de commande B_{ki} des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\begin{cases} Si \varepsilon_k \geq \Delta_i \text{ alors } B_{ki} = 0 \text{ (ou faux)} \\ Si \varepsilon_k \leq \Delta_i \text{ alors } B_{ki} = 1 \text{ (ou vrai)} \\ Si \text{ non la commande des semi - conducteurs reste inchangée} \end{cases} \quad (III.3)$$

Les courants de référence pour ce redresseur triphasé à deux niveaux sont définis

Comme suit :

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{eff}\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ I_{ref} = I_{eff}\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref} = I_{eff}\sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.4)$$

[21]

III.2.2.2. Inconvénients de la commande par hystérésis

Malgré sa grande robustesse, sa rapidité et la simplicité de son implantation dans les systèmes, la commande par hystérésis présente certains inconvénients. En effet, la génération d'une fréquence de commutation variable rend difficile la localisation des fréquences harmoniques que l'on souhaite éliminer. Outre ce fonctionnement à fréquence libre est susceptible d'introduire des nuisances sonores et des interférences entre les phases surtout dans le cas des systèmes triphasés à point neutre isolé.

[21]

III.2.2.3 simulation du redresseur MLI à hystérésis sans régulation de la tension du bus continu

résistance de la lingue de réseau R_S	0.5 Ω
inductance de la lingue de réseau L_S	0.001 H
condensateur du bus continu C	0.00022 f
Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
inductance de charge L_{ch}	0.04 H
tension de réseau V_S	380 v
fréquence de tension de réseau f	50 Hz
la bande hystérésis Δi	0.5A

Tableau (III.2) : paramètres de simulation

III.2.2.3.1. Schéma de simulation

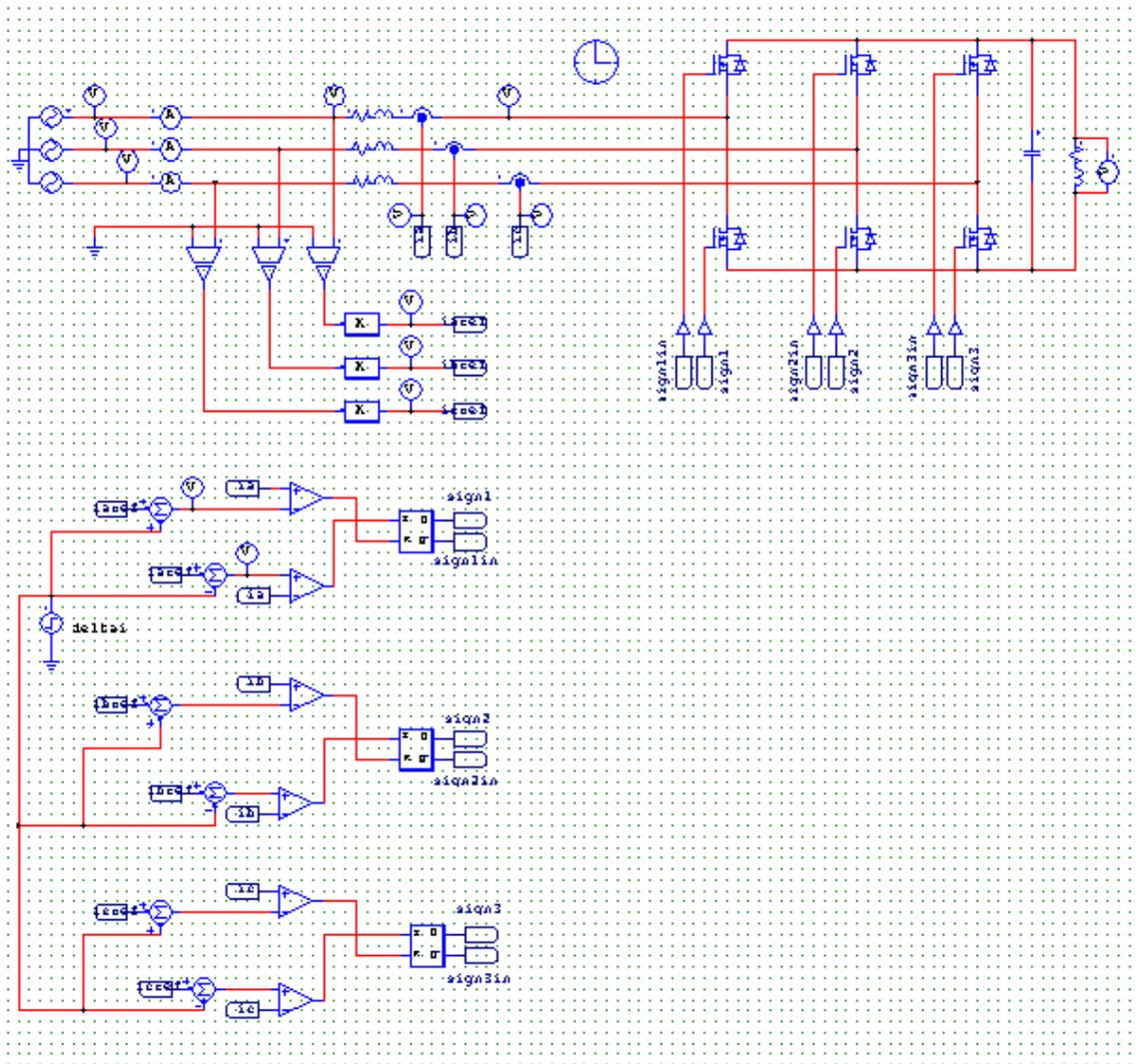


Figure (III.8) : schéma bloc du redresseur MLI à hystérésis sans régulation du bus continu

III.2.2.3.2. Résultats de simulation

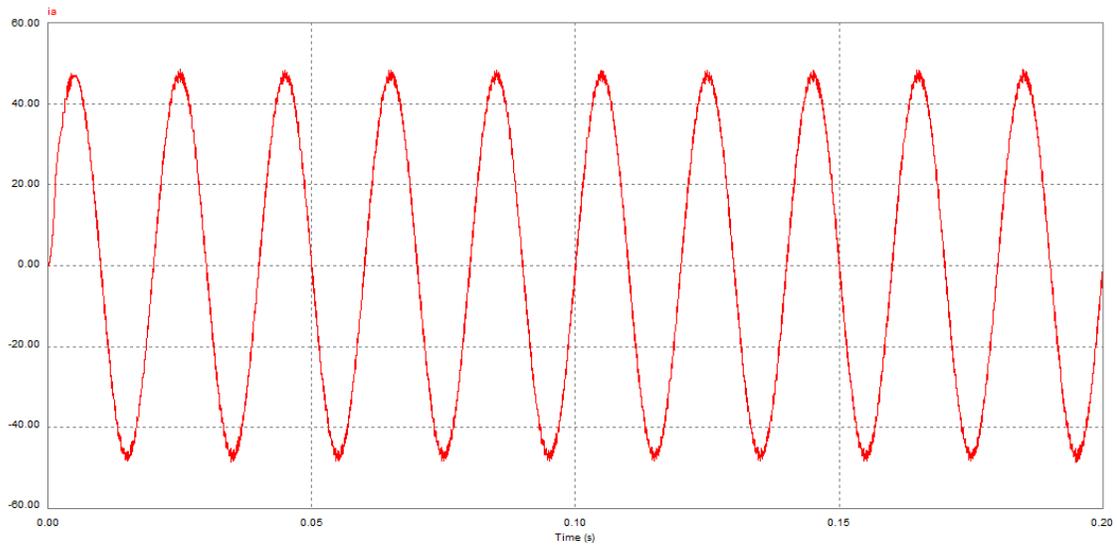


Figure (III.9) : Allure du courant I_a de la source.

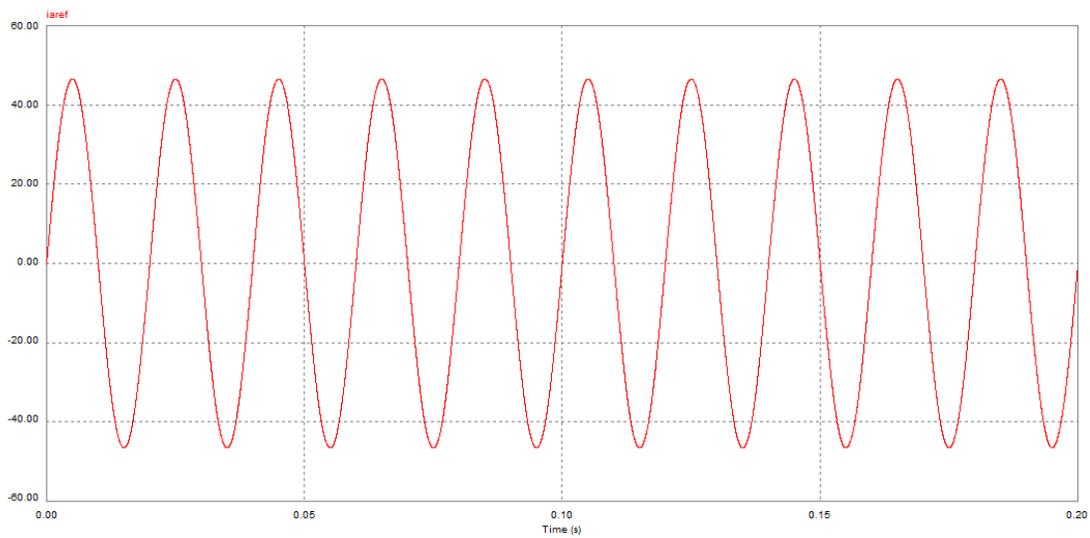


Figure (III.10) : Allure du courant de référence I_{aref}

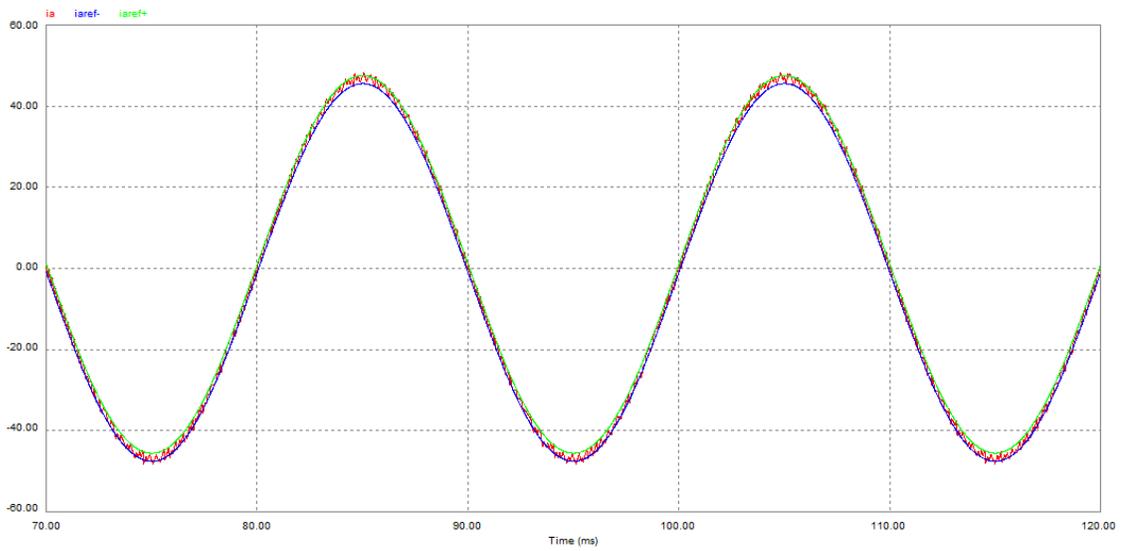


Figure (III.11) : Allures des courants I_a , $I_{aref+} + \Delta i$ et $I_{aref-} - \Delta i$

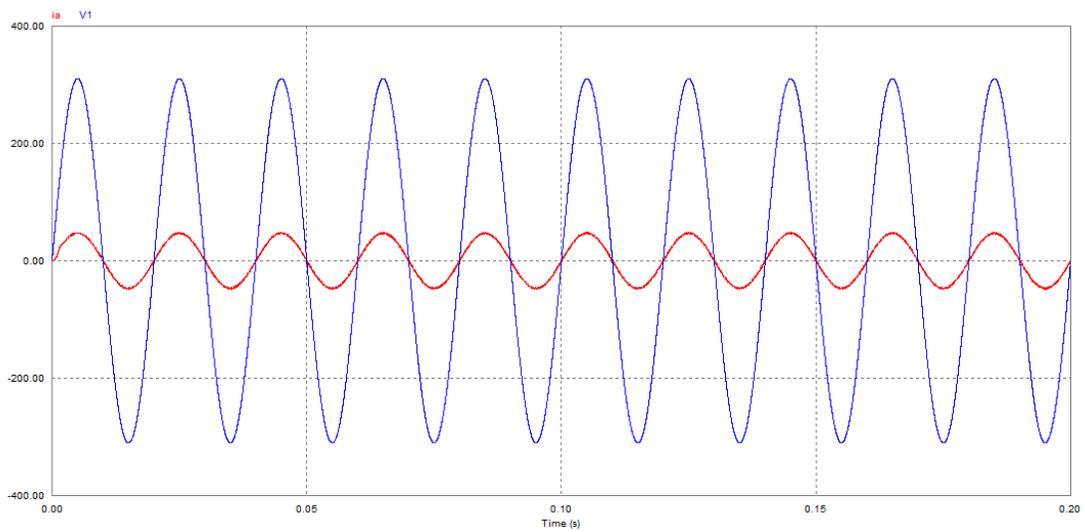


Figure (III.12) : Allure du courant I_a et la tension V_1 de la source.

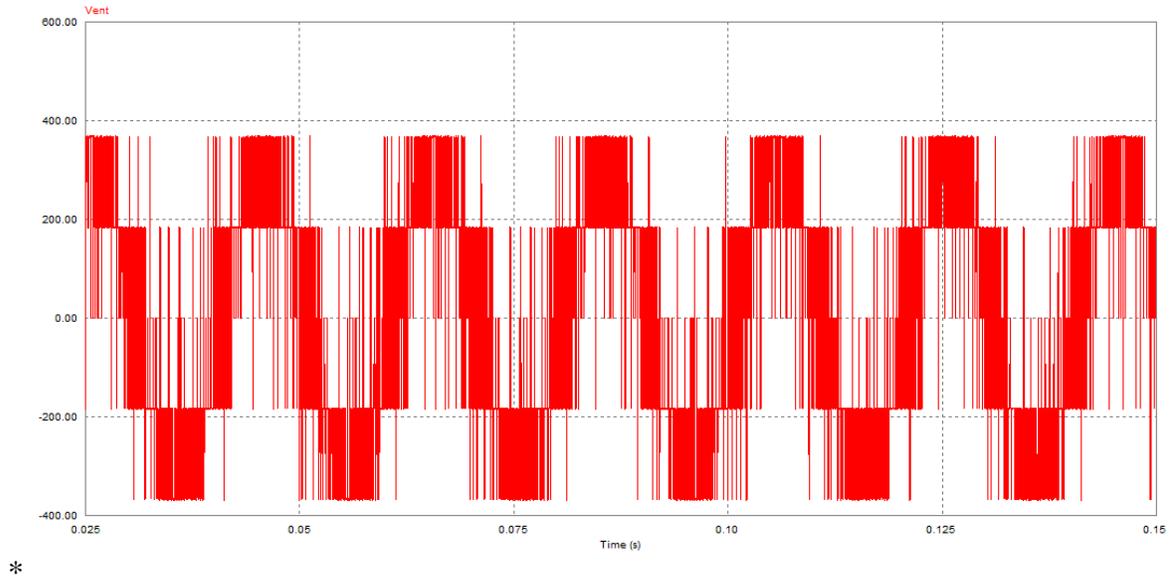


Figure (III.13) : *Tension d'entrée du pont convertisseur V_{ent}*

III.2.2.3.3. Interprétation des résultats

La figure (III.8) représente l'allure du courant du réseau, où on constate que la forme est quasi sinusoïdale et que le courant est plus lisse que le courant dans le cas où le convertisseur est contrôlé par MLI. Ceci parce que le courant est forcé de rester dans une bande prédéfinie. La figure (III.9) représente l'allure du courant de référence. La figure (III.10) représente la bande d'hystérésis et le courant réel à l'intérieur de cette bande. La figure (III.11) représente la tension et le courant du réseau. Le courant est en phase avec la tension ce qui implique que le facteur de puissance est presque unitaire et que la consommation de la puissance réactive est nulle. La figure (III.12) représente la tension hachée à l'entrée du convertisseur.

III.2.3. Redresseur à absorption sinusoïdale à hystérésis avec régulation de la tension du bus continu

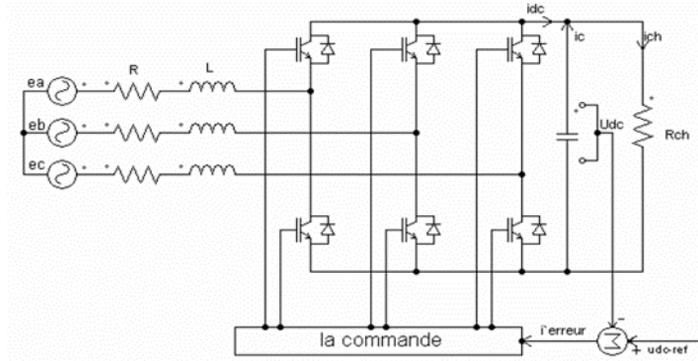


Figure (III.14) : schéma de régulation du redresseur commandé

III.2.3.1. Principe de régulation de la tension du bus continu

Les courants d'alimentation i_a , i_b et i_c sont mesurés. L'erreur de tension ($V_{cref} - V_{cf}$) à la sortie du régulateur est multipliée par trois signaux sinusoïdaux équilibrés, d'amplitude unitaire à la fréquence du réseau et en phase avec les tensions d'alimentation (pour avoir un facteur de déplacement unitaire). Les courants instantanés et de référence sont comparés et des signaux d'erreur sont générés à partir desquels les comparateurs à hystérésis produisent les impulsions d'amorçage des interrupteurs en les situant par rapport à la bande $\pm \Delta i$.

Le contrôle par hystérésis force le courant d'alimentation à être supérieur ou inférieur à la valeur de référence de Δi par commutation de la tension de phase. Dans ce cas, la fréquence de commutation dépend de l'amplitude de la tension d'alimentation, de l'inductance de fuite de la source et de la bande d'hystérésis Δi . La fréquence maximale de commutation, pour une tension nulle aux bornes de la capacité de filtrage, est donnée par la formule suivante : [22]

$$f_{max} = \frac{U_{max}}{8.L.\Delta i} \quad (III.5)$$

Avec :

U_{max} : amplitude de la tension composée côté réseau.

L : inductance de fuite de la source.

Δi : bande d'hystérésis.

Pour régler la tension continue à la sortie du convertisseur, une boucle extérieure est introduite et un régulateur du type proportionnel-intégral (PI) est utilisé. Pour calculer les paramètres de ce régulateur, le schéma de contrôle de la figure (III.14) est simplifié par la figure (III.15), en ne considérant que la capacité de filtrage et en négligeant la dynamique du convertisseur.

$$G(s) = 1/(c \cdot p) \quad (III.6)$$

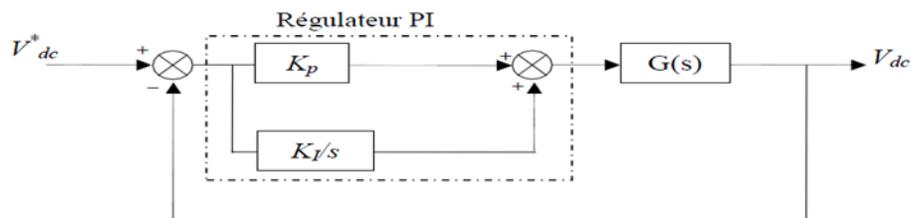


Figure (III.15) : schéma de contrôle simplifié.

Comme dans le cas d'un régulateur de vitesse, la transmittance du régulateur PI peut être exprimée de la manière suivante :

$$k_p + \frac{k_i}{p} = \frac{k_i}{p} \cdot (1 + \tau \cdot p) \quad (III.7)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure (III.15) est donnée par :

$$\frac{U_{dc}(p)}{U_{cref}(p)} = \frac{1 + \tau \cdot p}{\frac{c}{k_i} \cdot p^2 + \tau \cdot p + 1} \quad (III.8)$$

k_r est le rapport entre le courant alternatif et le courant continu ($k_r \approx 1$).

$$\text{avec : } \tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (III.9)$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert avec la forme standard du second ordre, on trouve que :

$$\frac{k_i}{c} = \omega_0^2 \quad (III.10)$$

$$\tau = \frac{2\varepsilon}{\omega_0} \quad (\text{III.11})$$

A partir des équations (III.10) et (III.11) et avec $\xi=1$ pour une amortissement critique, on obtient la même forme que dans le cas d'un régulateur de vitesse.

$$k_i = \frac{4.c}{\tau^2} \quad (\text{III.12})$$

En choisissant τ, k_i est calculé pour une valeur de capacité donnée. Le régulateur PI calculé est implanté (figure III.14) pour pouvoir filtrer les ondulations de la tension redressée.

S'agissant d'un convertisseur élévateur, la contrainte qui s'impose pour assurer un courant sinusoïdal à l'entrée est le rapport entre la tension alternative à l'entrée et la tension continue aux bornes de la capacité de filtrage défini par : [22]

$$V_{dc} = 1.634 * U_{eff} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

V_{dc} : tension continue aux bornes de la capacité.

U_{eff} : tension composée du réseau. [22]

III.2.3.2 Régulateur proportionnel-intégral PI

Le Régulateur Proportionnel-Intégral (PI) est très utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés. Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La tension du bus continu V_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence $V_{dc_{ref}}$. L'erreur entre les deux tensions est appliquée à ce régulateur PI pour obtenir l'amplitude de trois courants de référence de la source I_{max} multipliée par trois signaux sinusoïdaux d'amplitude égale à l'unité pour l'obtention des trois courants de référence instantanés $i_{sareff}, i_{sbreff}, i_{screff}$. [23]

III.2.3.3. Redresseur MLI à hystérésis avec régulation de la tension bus continue

Les paramètres de simulation sont résumés dans le tableau suivant :

Résistance de la lingue de réseau R_S	0.5 Ω
Inductance de la lingue de réseau L_S	0.001 H
Condensateur du bus continu C	0.00022 f
Résistance de charge R_{ch}	15 Ω
Inductance De charge L_{ch}	0.04 H
Tension de réseau V_S	380 v
fréquence de tension de réseau f	50 Hz
La tension de référence continue V_{dc}	600v
k_p	0.05
k_i	0.002
Δi	0.5 A

Tableau (III.3) : *paramètres de simulation.*

III.2.3.3.1. Schéma de simulation

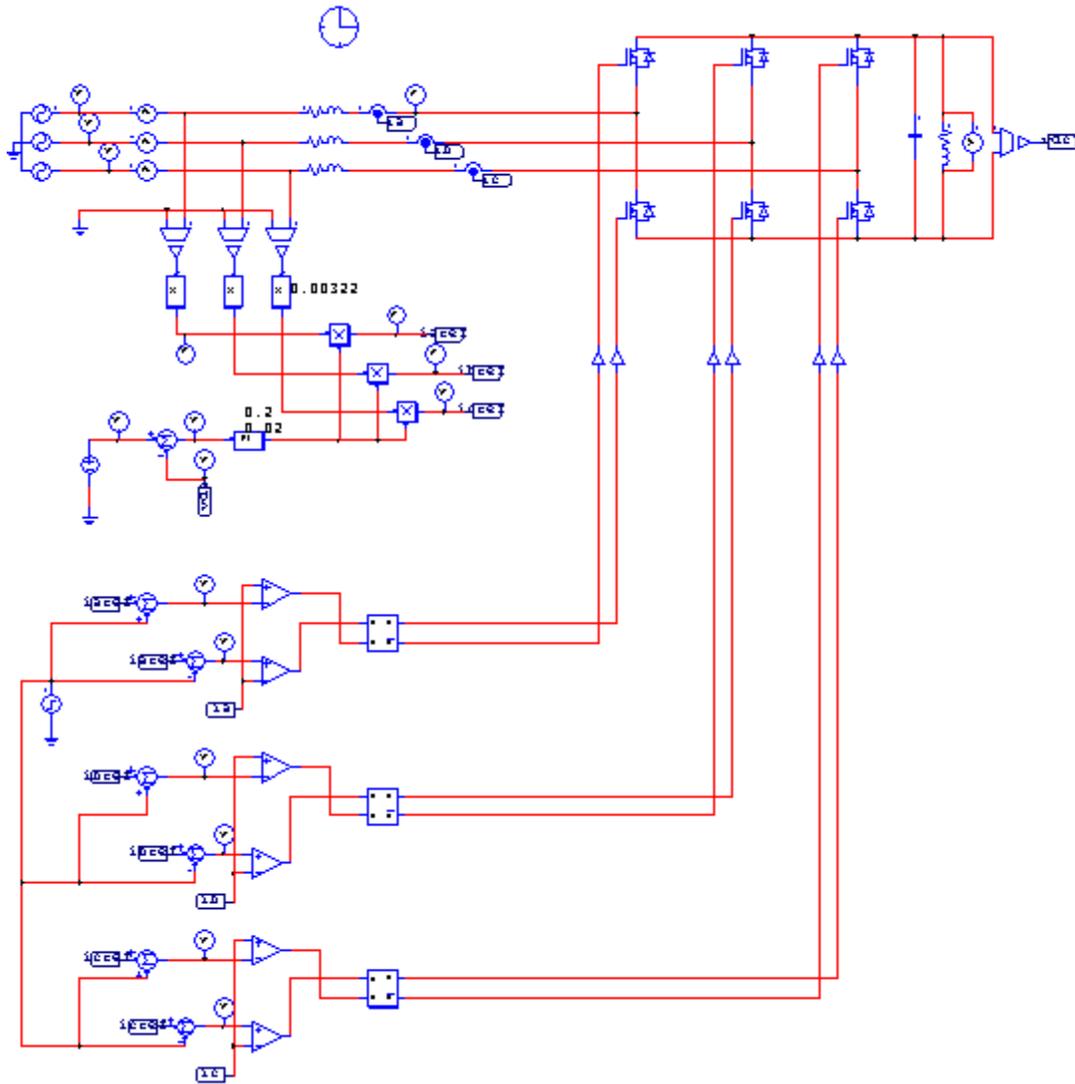


Figure (III.16) : schéma bloc du redresseur avec régulation du bus continu

III.2.3.3.2. Résultats de simulation

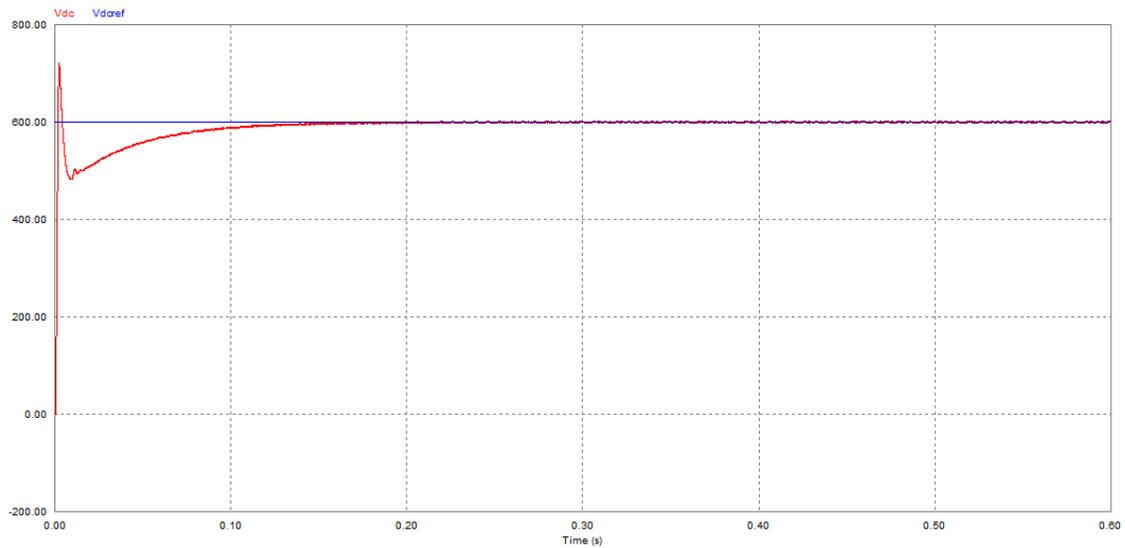


Figure (III.17) : Allure des tensions V_{dc} et V_{dcref}

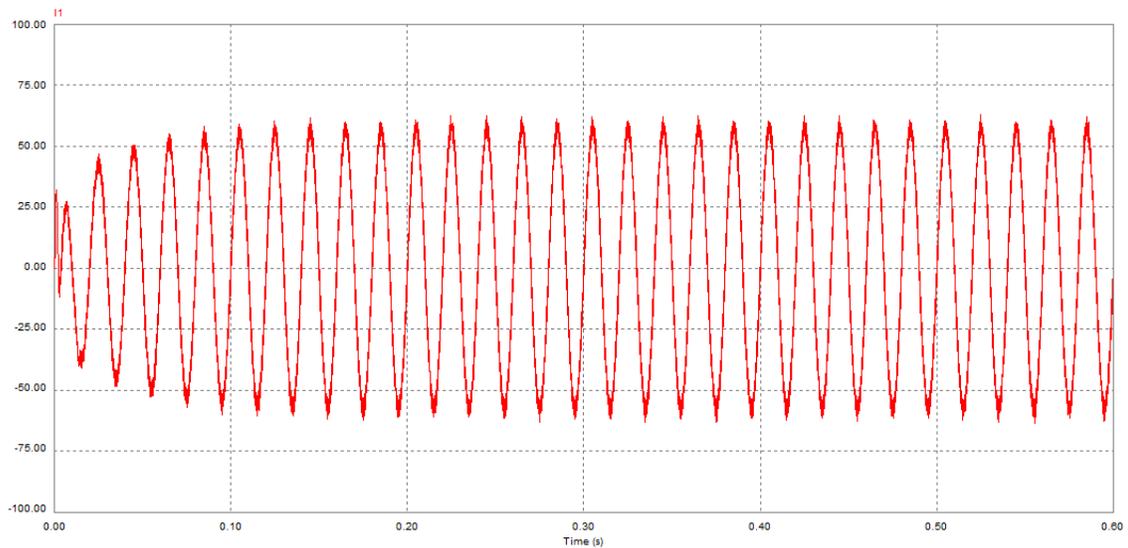


Figure (III.18) : Allure du courant I_1 de la source

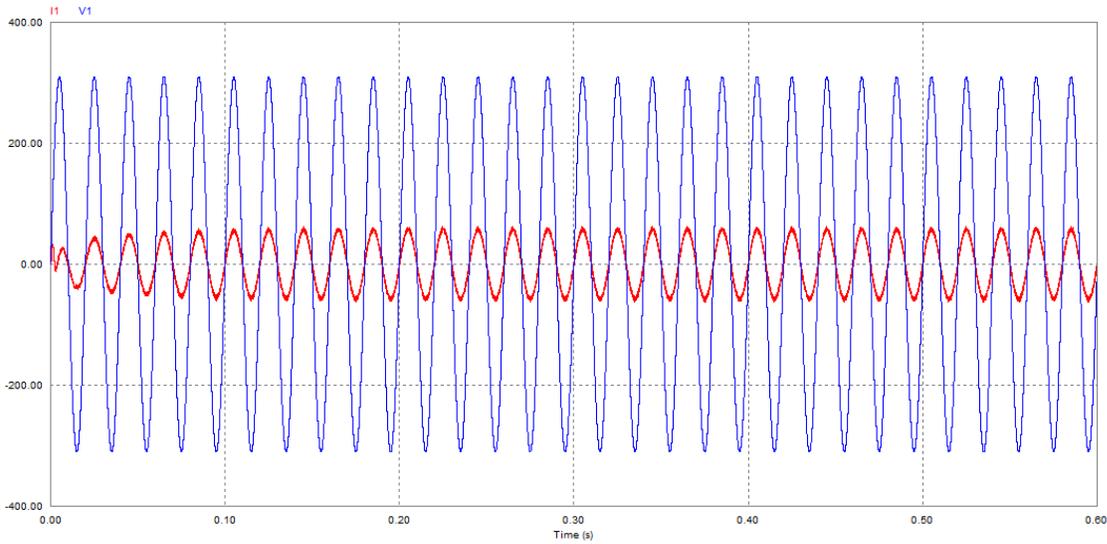


Figure (III.19) : Allures du courant I_1 et de la tension V_1 de la source

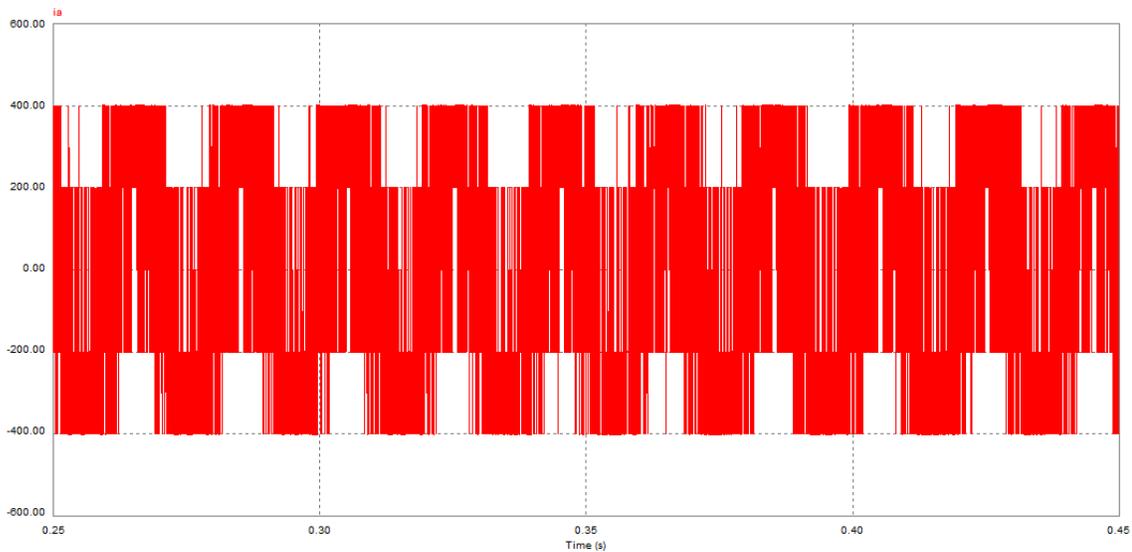


Figure (III.20) : tension d'entrée du convertisseur

III.2.3.3.3. Interprétation des résultats

À travers la figure (III.16), on remarque que la tension V_{dc} suit la référence V_{dcref} avec une dynamique très rapide et que l'erreur en régime permanent est pratiquement nulle. Le courant du réseau est assez sinusoïdal avec des harmoniques à haute fréquences (figure III.17). Le courant est en phase avec la tension ce qui implique que le facteur de puissance est proche de l'unité avec une consommation de l'énergie réactive presque nulle (Figure III.18).

III.2.3.4. Variation de la tension de référence

La figure (III.20), montre que le comportement du système dans le cas de la variation brusque de la tension V_{dcref} (de 600v à 700v). Après un régime transitoire, la tension suit parfaitement sa référence et la consommation de la puissance réactive reste nulle, parce que la tension de la source V_1 est en phase avec le courant I_1 (figure III.22) ce qui permet d'avoir un facteur de puissance unitaire. Ces résultats montrent la robustesse de la régulation.

III.2.3.4.1. Schéma de simulation

Le schéma bloc du filtre actif est représenté par la figure suivante

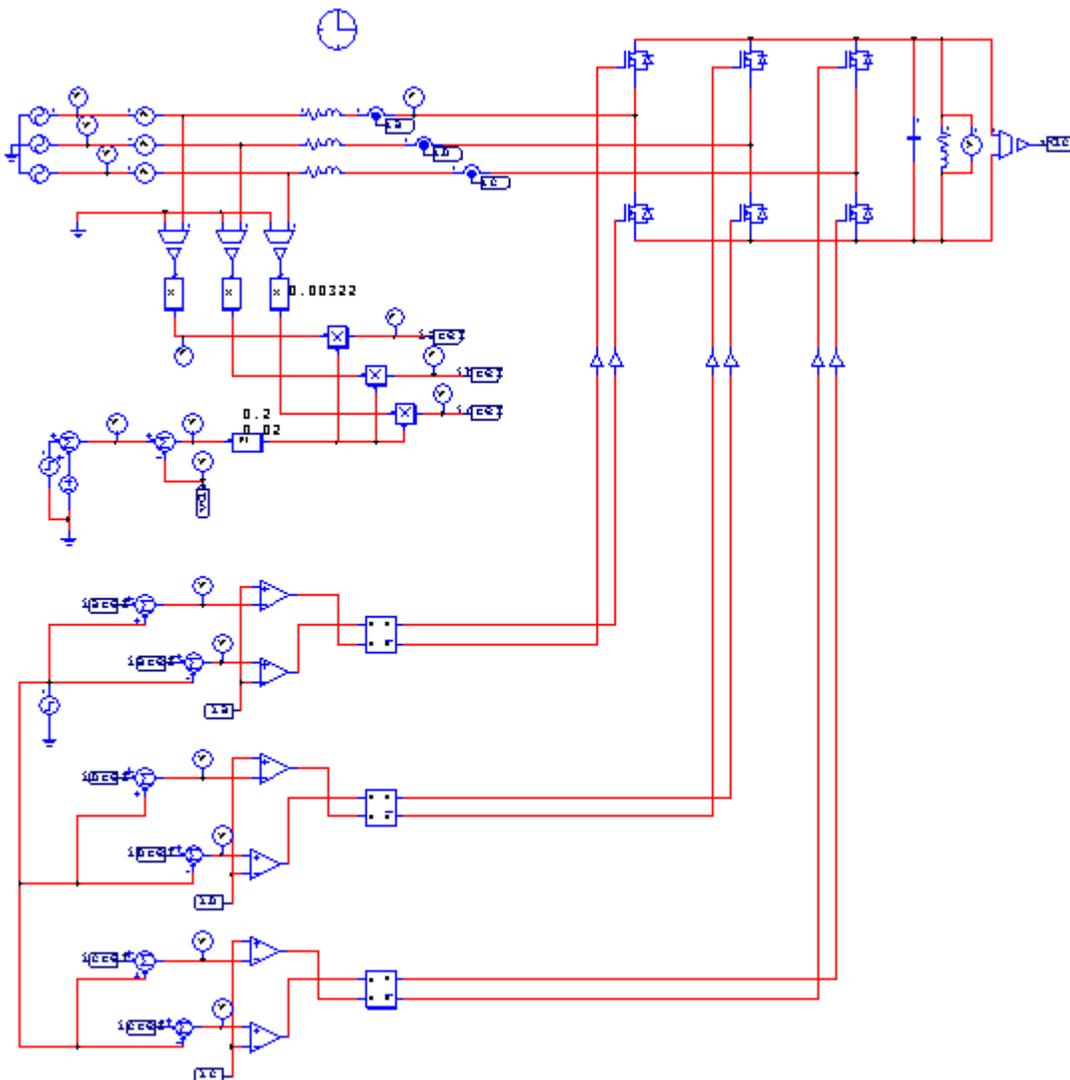


Figure (III.21) : schéma bloqué du redresseur MLI avec régulation du bus continu

III.2.3.4.2. Résultats de simulation

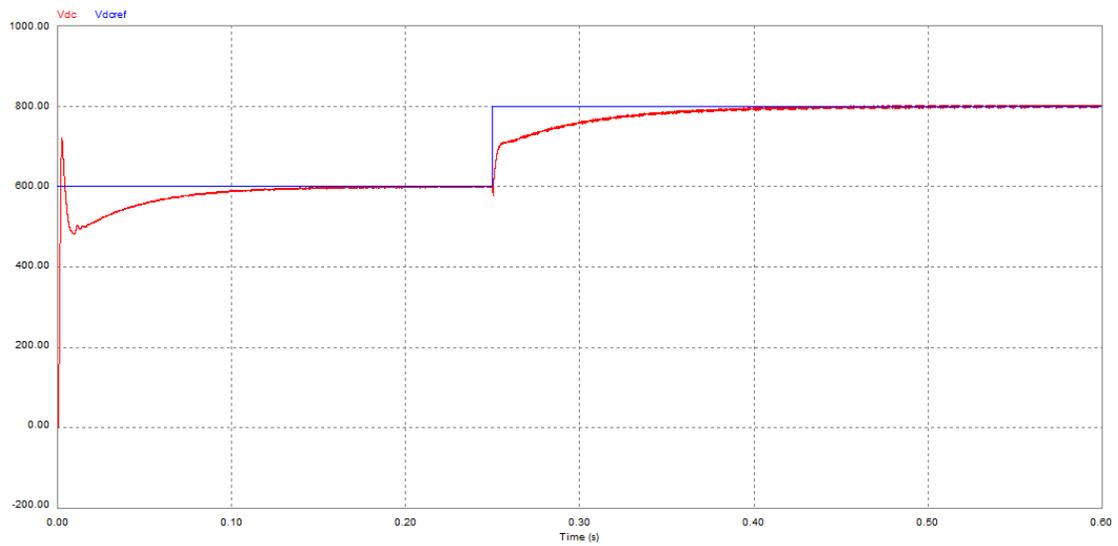


Figure (III.22) : Allures des tensions V_{dc} et V_{dcref}

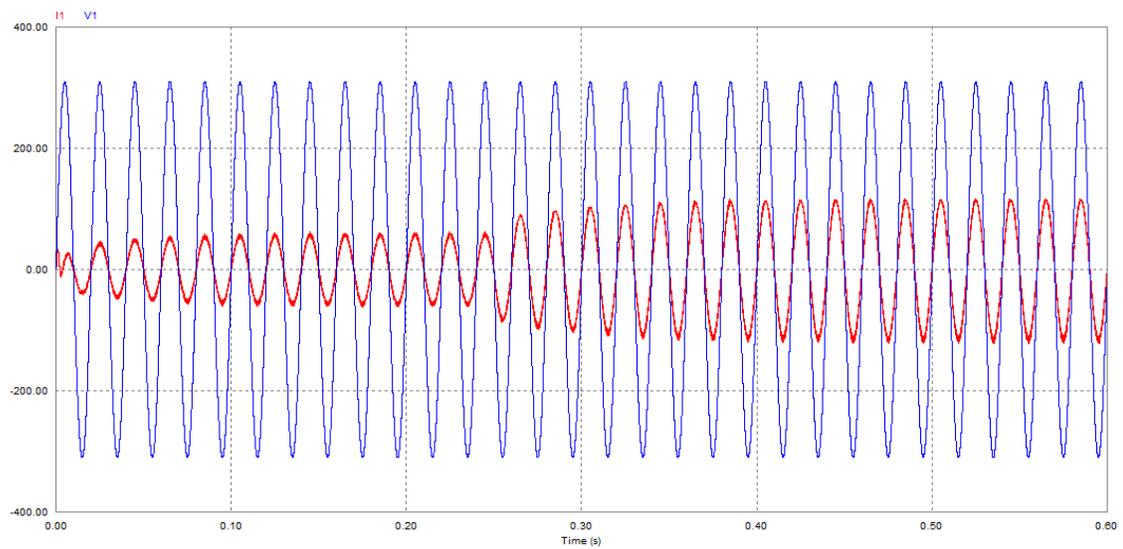


Figure (III.23) : Allure du courant I_1 et la tension V_1

III.3. Filtre actif shunt commandé par hystérésis

III.3.1. Principe de fonctionnement d'un Filtre Actif Parallèle (FAP) à structure Tension

Le FAP est connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (III.24) est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci, afin de rendre le courant du réseau électrique à la forme sinusoïdale figure (III.25). Il empêche les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.[24]

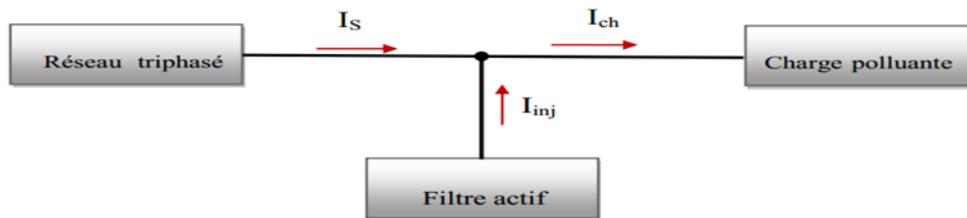


Figure (III.24) : Principe du filtre actif parallèle

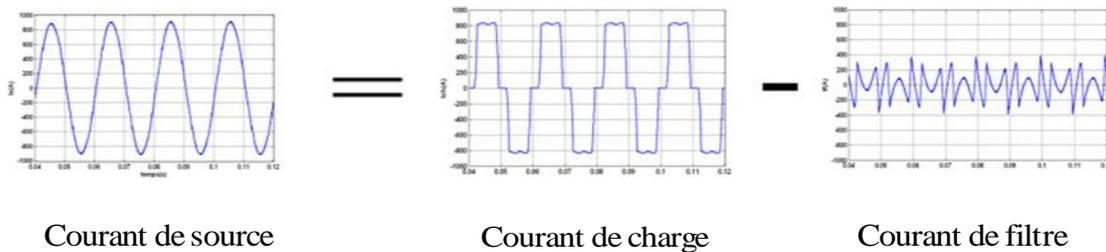


Figure (III.25) : Courant de source, charge et filtre

III.3.2. Structure générale du filtre actif parallèle

La figure (III.26) présente la structure du filtre actif sous forme de deux blocs : la partie puissance et la partie contrôle-commande.

- **La partie puissance** : est constituée :
 - D'un onduleur à base d'interrupteurs de puissance, commandable à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, etc. ...) avec des diodes antiparallèles.

- D'un circuit de stockage d'énergie peut être une source de tension continue, ou un condensateur qui joue le rôle d'une source de tension continue. Le choix des paramètres influe sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle.
 - D'un filtre de sortie qui est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, et pour satisfaire les deux critères suivants :
 - assurer la dynamique du courant.
 - empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.
- **La partie contrôle-commande** : constituée de :
 - La méthode d'identification des courants perturbateurs.
 - La régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
 - La commande de l'onduleur de tension :

Le but de la commande de l'onduleur est le contrôle des courants à la sortie du filtre afin qu'ils suivent leurs références. Le principe est basé sur la comparaison entre les courants de sortie du filtre et leurs références identifiées à partir des différentes méthodes d'identification. Pour la régulation du courant de l'onduleur : le contrôle par hystérésis est utilisé.[25]

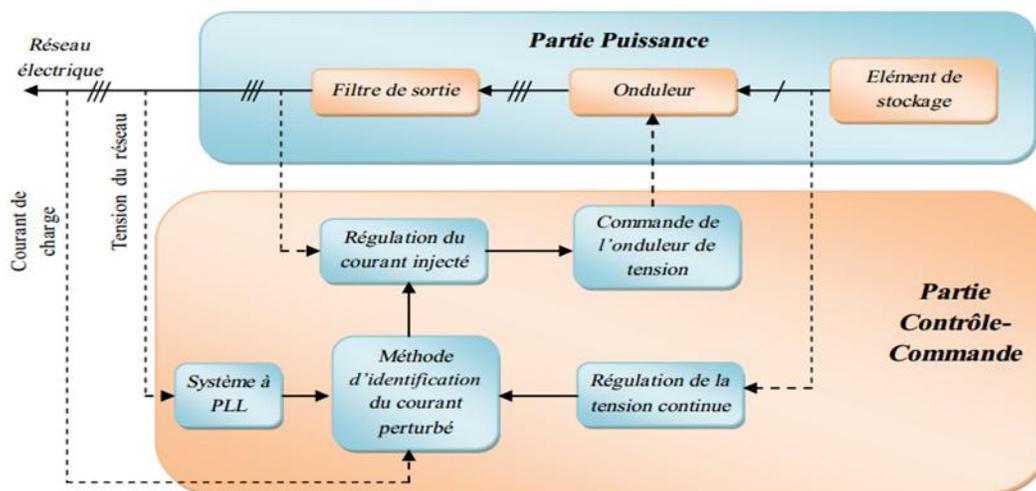


Figure (III.26) : Schéma de principe d'un FAP à structure tension

III.3.3. Etude de la partie puissance

III.3.3.1. Onduleur de tension

L'onduleur de tension est l'élément clé du filtre actif. Utilisant l'énergie emmagasinée dans le système de stockage de l'énergie, il débite une tension qui génère un courant à l'image de son signal de référence qui sera déterminé à partir du signal de référence du filtre actif " I_{ref} " et du courant généré par ce dernier " I_{inj} ".[20]

III.3.3.2. Onduleur de tension à deux niveaux

III.3.3.2.1. Structure générale

On présente dans la figure (III.26) un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor (GTO ou IGBT) et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de tension. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.[26]

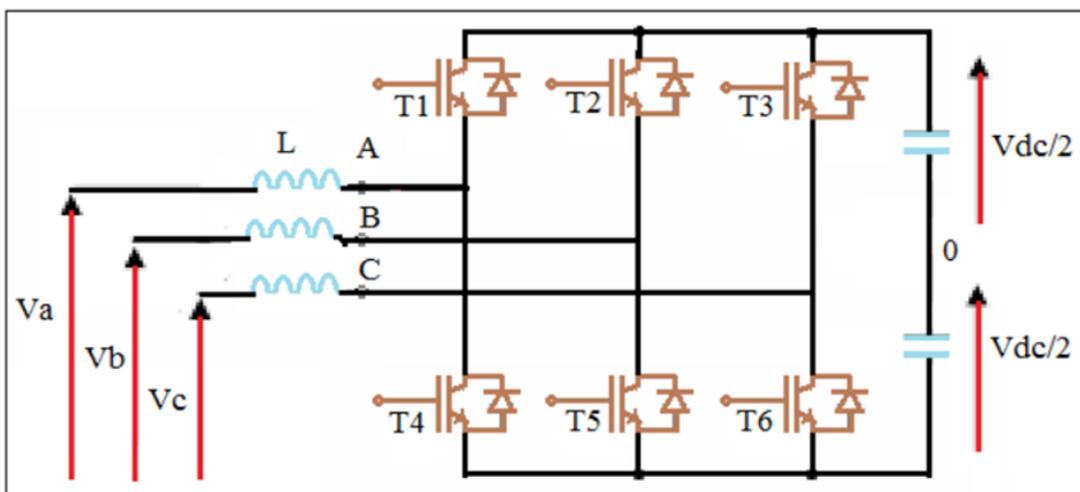


Figure (III.27) : Onduleur de tension deux niveaux

III.3.3.2.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension à deux niveaux

Cette structure du filtre actif parallèle ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras.

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure (III.26) dépendent de l'état de trois signaux de commande (T_1, T_2, T_3), définis ci-dessous.

$$S_1 = \begin{cases} 1 \Rightarrow T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 \Rightarrow T_4 \text{ fermé et } T_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 \Rightarrow T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 \Rightarrow T_5 \text{ fermé et } T_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 \Rightarrow T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 \Rightarrow T_6 \text{ fermé et } T_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension ; il faut donc générer un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras. Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables S_1, S_2 et S_3 .

III.3.3.2.3. Tension fournie par l'onduleur

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le tableau (III.5).

S_i	T_i	T_i'	V_{Fi}
0	0	1	0
1	1	0	V_{dc}

Le tableau (III.4) : *Obtention des deux niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs.*

Avec :

$\Rightarrow i$ Indicateur de phase tel que $i = 1, 2, 3$.

$\Rightarrow S_i$ La variable d'état de l'interrupteur prenant comme valeurs 0 ou 1.

$\Rightarrow V_{Fi}$ La tension prise entre phase et point milieu.

Dans l'hypothèse d'un système équilibré, les tensions du réseau sont supposées triphasées équilibrées et sinusoïdales de fréquence (50Hz), elles sont définies par :

$$V_{ri} = V_m \sin\left(\omega t - (i-1) \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \quad (i=1,2,3) \quad (\text{III.14})$$

avec :

$$i_{r1} + i_{r2} + i_{r3} = 0 \quad (\text{III.15})$$

V_m et ω sont respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du Réseau.

Les tensions entre phases imposées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{bmatrix} V_{F1} - V_{F2} \\ V_{F2} - V_{F3} \\ V_{F3} - V_{F1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 - S_2 \\ S_2 - S_3 \\ S_3 - S_1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{III.16})$$

V_{F1}, V_{F2} et V_{F3} sont les tensions par rapport au point neutre, elles vérifient l'équation :

$$\begin{bmatrix} V_{F1} \\ V_{F2} \\ V_{F3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{F1} \\ i_{F2} \\ i_{F3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Sachant que la somme des courants du filtre actif est nulle :

$$i_{F1} + i_{F2} + i_{F3} = 0 \quad (\text{III.18})$$

On déduit des équations (III.14), (III.17) et (III.18) :

$$V_{F1} + V_{F2} + V_{F3} = 0 \quad (\text{III.19})$$

Les équations (III.19) donnent :

$$\begin{bmatrix} V_{F1} \\ V_{F2} \\ V_{F3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \quad (\text{III.20})$$

Maintenant, si on considère tous les interrupteurs, toutes les trois phases et tous les états possibles (2), on obtient 23 combinaisons, les quelles sont présentées dans le tableau (III.2), où les tensions entre phases sont données par :

état	S_1	S_2	S_3	V_{F1}	V_{F2}	V_{F3}
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
4	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
7	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$

8	1	1	1	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---

Le tableau (III.5) : *Obtention des deux niveaux de tension pour toutes les combinaisons possibles.*

III.3.4 Etude de la partie contrôle-commande

III.3.4.1 Les méthodes d'identification des courants harmoniques

La qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, un système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmoniques sont mal identifiés. Pour cette raison, de nombreuses méthodes d'identification ont été développées dans la littérature. Parmi ces méthodes on trouve. [30]

III.3.4.1.1. Méthode des courants

Le principe de cette méthode, est d'identifier les courants harmoniques à partir du courant total en utilisant des filtres passe bande deuxième ordre et on force l'onduleur à injecter des courants harmoniques inverses dans le réseau ; ce qui permet d'éliminer ces harmoniques.

On capte le courant de charge polluante ; ce courant est filtré par un filtre passe bande du deuxième ordre, dont la fréquence centrale est la fréquence du réseau. La largeur de la bande est choisie de telle sorte que les harmoniques seront filtrés et ne laisse passer que la composante fondamentale.

Le courant total moins la composante fondamentale, nous donne le courant harmonique. Le courant injecté de l'onduleur est réglé autour de ce courant harmonique de référence. La technique de régulation utilisée est l'hystérésis.

Le filtre de sortie L_f est utilisé pour relier l'onduleur au réseau et pour empêcher les composantes de la commutation de se propager sur le réseau. [30]

III.3.4.1.1.1. Algorithme de la méthode des courants

Le courant absorbé par la charge est composé de composante fondamentale et des composantes harmoniques à fréquence multiple de la fréquence fondamentale.

$$i_{ch} = i_{ch1} + \sum_{h=2}^{\infty} i_h \tag{III.21}$$

Avec :

$\Rightarrow i_{ch}$: le courant total de la charge.

$\Rightarrow i_{ch1}$: le courant fondamentale absorbé par la charge.

$\Rightarrow i_h$: le courant harmonique absorbé par la charge de rang h.

Le filtre passe bande du deuxième ordre a pour but d'extraire la composante fondamentale du courant. La fréquence centrale est choisie égale à la fréquence fondamentale ($f_c=50\text{Hz}$). Cette méthode est caractérisée par la simplicité. [26]



Figure (III.28) : Schéma représentant le principe d'identification des courants harmoniques.

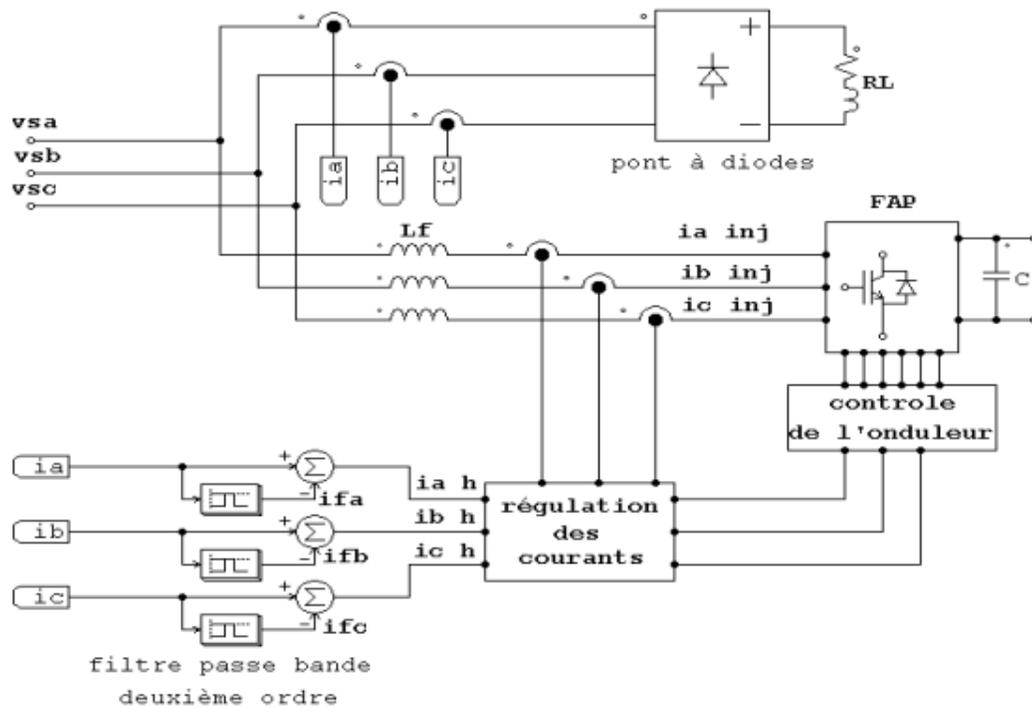


Figure (III.29) : schéma du filtre actif parallèle

III.3.4.2 Contrôle des courants du filtre actif

Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant). Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence, deux techniques de commande peuvent être utilisées :

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

L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence.[31]

III.3.4.2.1. Commande par hystérésis

La commande par hystérésis appelée tout ou rien, utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, une

règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal. Chaque sortie de ce gabarit entraîne un changement de configuration des interrupteurs (figure III.29). Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de commutation variable. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle est relativement simple.

Le choix de la bande d'hystérésis doit tenir compte d'un certain nombre de conditions liées au fonctionnement de l'onduleur, parmi lesquelles la fréquence de commutation admissible pour les composants semi-conducteurs.

Dans notre mémoire on va utiliser ce type de commande car les performances de compensation par la commande hystérésis sont meilleures, en dynamique et en statique.

Le schéma synoptique de la commande des courants du filtre actif par des régulateurs à hystérésis est donné par la figure (III.29). La figure (III.30) représente la bande d'hystérésis et le signal de commande d'un interrupteur.[27]

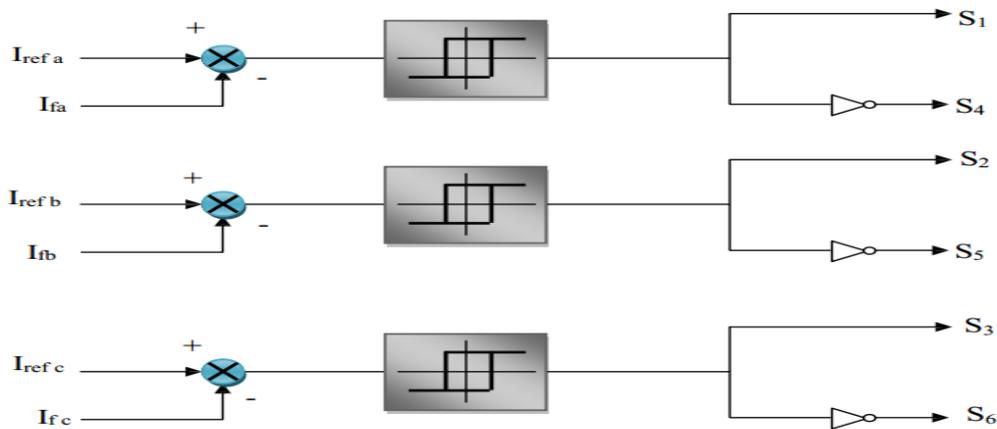


Figure (III.30) : Principe de la commande du courant par hystérésis.

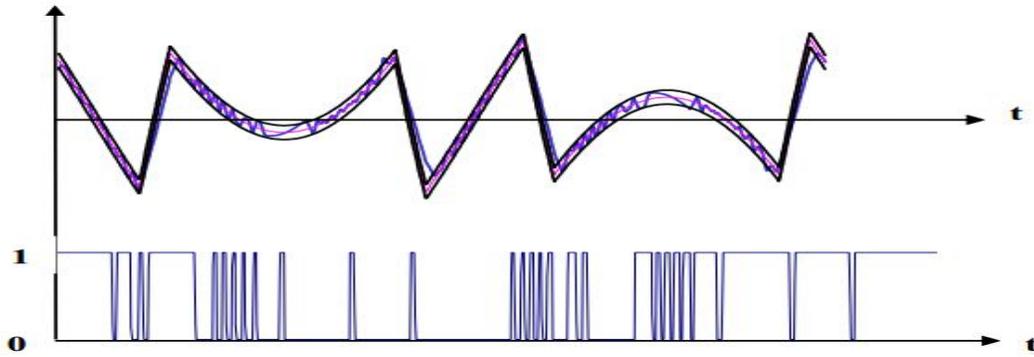


Figure (III.31) : Bande d'hystérésis et signal de commande d'un interrupteur

III.3.4.3. Simulation du filtre actif parallèle avec un onduleur de tension deux niveaux

Les paramètres de la source, de la charge polluante et celles du filtre actif parallèle sont :

Résistance du réseau R_S	0.5 Ω
Inductance du réseau L_S	0.01 H
Résistance de charge R_{ch}	10 Ω
Inductance de charge L_{ch}	0.02 H
Tension du réseau V_S	380 v
Fréquence de la tension du réseau f	50 Hz
Bobine du filtre d'injection L_f	0.002 H
Condensateur du bus continu C_f	0.0006 f
Tension de condensateur bus continue V_{dc}	600 v
Bande d'hystérésis Δi	1 A
Largeur de la bande passante du filtre passe-bande deuxième ordre	20 Hz

Tableau (III.6) : Paramètres utilisés dans la simulation du filtre actif parallèle avec un onduleur de tension deux niveaux.

III.3.4.3.1. Schéma de simulation

Le schéma bloc du filtre actif est représenté par la figure suivante

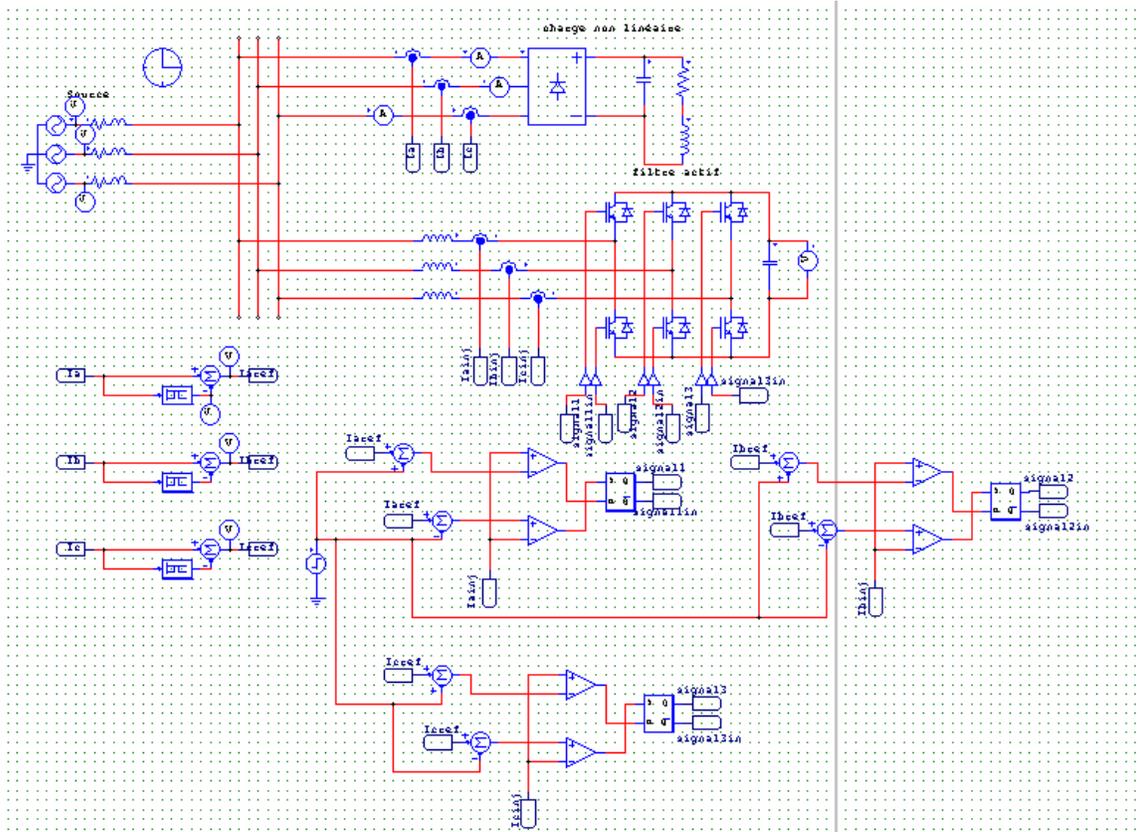


Figure (III.32) : Schéma bloc du filtre actif parallèle commandé par hystérésis.

III.3.4.3.2. Résultats de simulation

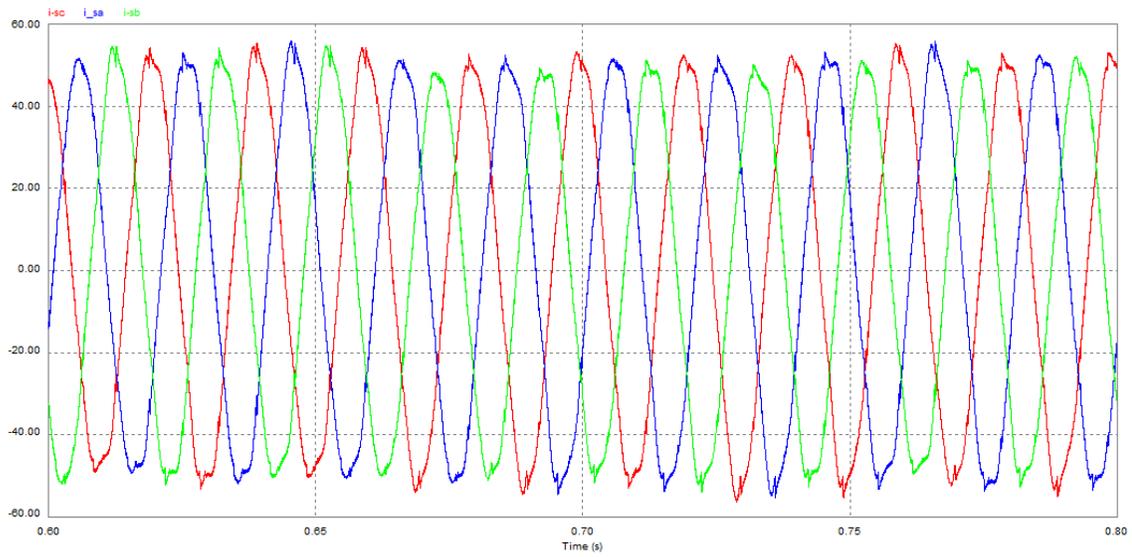


Figure (III.33) : Allures des courants de la source après compensation.

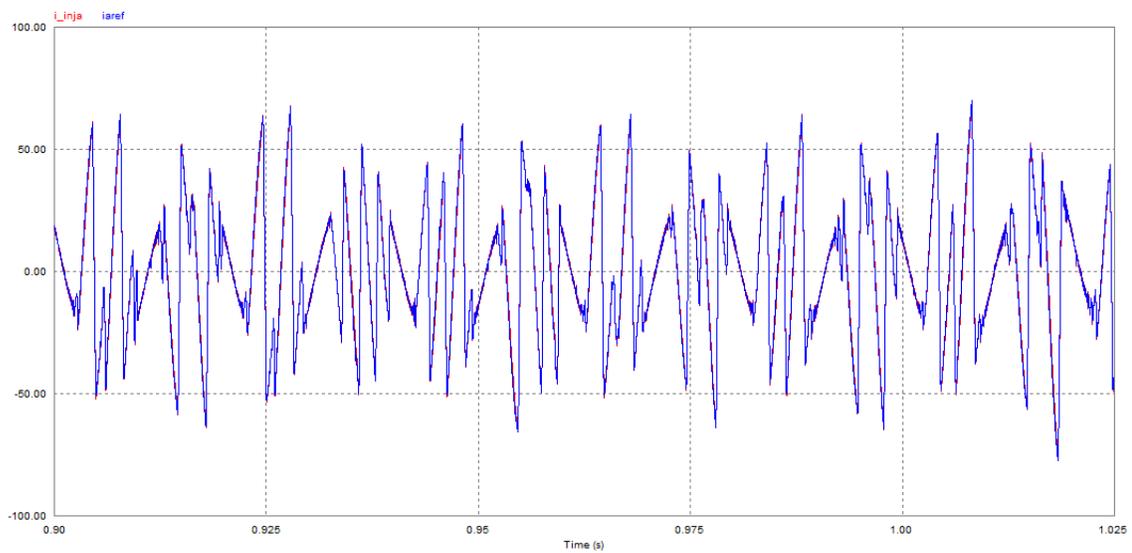


Figure (III.34) : Allures du courant de référence et du courant injecté par le filtre.

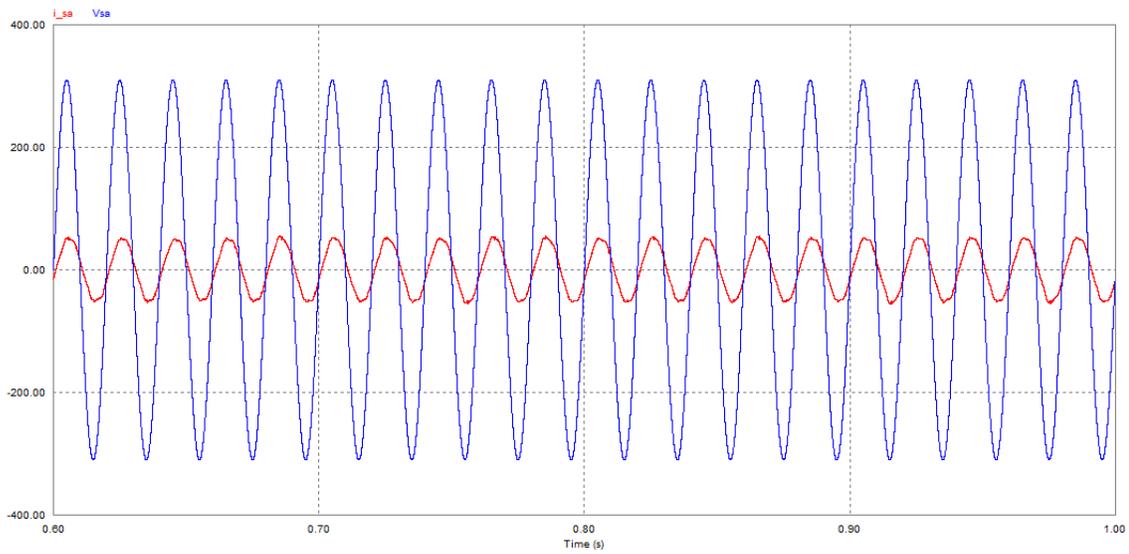


Figure (III.35) : Allures du courant et de la tension de la source.

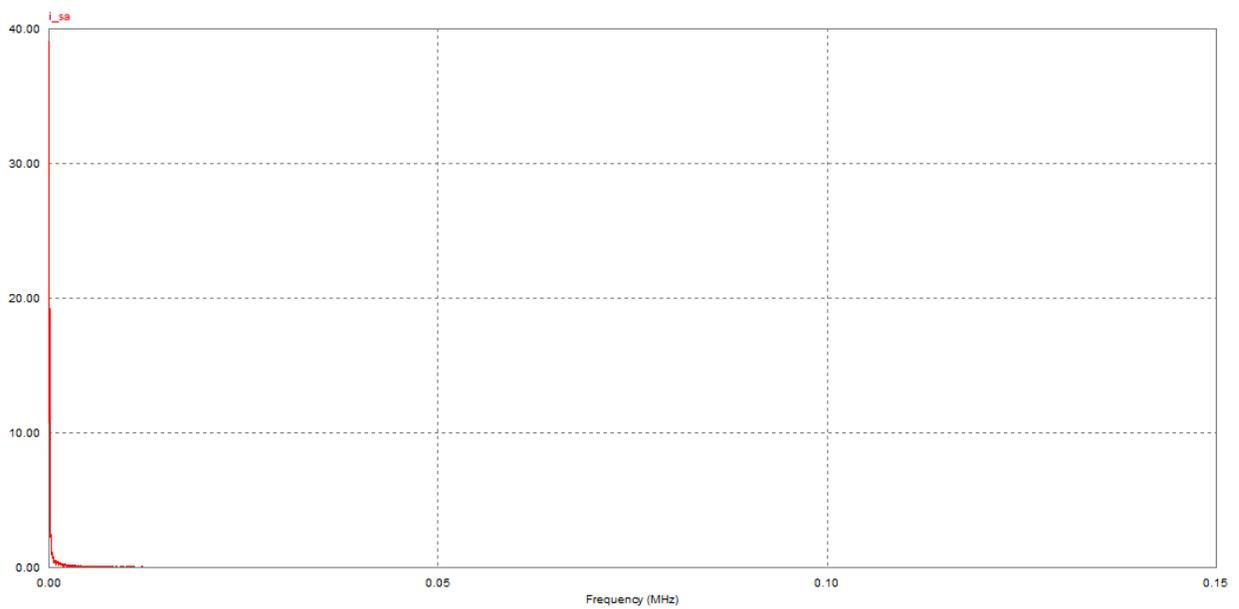


Figure (III.36) : Spectre des harmoniques du courant de la source.

III.3.4.3.3. Interprétation des résultats

A partir la figure (III.32) qui représente les allures des courants du réseau, on constate que la forme du courant est quasi sinusoïdale avec des harmoniques hautes fréquences dues au contrôle du courant par hystérésis.

La figure (III.33) représente les allures du courant harmonique I_{iharm} de référence et le courant injecté I_{ainj} par le filtre actif. On observe que le courant injecté suit parfaitement le courant harmonique de référence.

La figure (III.34), représente l'allure du courant et de la tension de la source. La figure montre un déphasage entre le courant et la tension ; c'est-à-dire que la charge consomme de l'énergie réactive. La figure (III.35) illustre le spectre d'harmoniques du courant de la source. Le spectre confirme la forme quasi sinusoïdale du courant et que les harmoniques basse fréquence sont éliminés.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté plusieurs solutions modernes de dépollution harmonique, basées sur le filtrage actif. Aujourd'hui les filtres actifs sont non seulement utilisés pour la compensation d'harmonique, mais aussi pour corriger le facteur de puissance et minimiser la consommation de l'énergie réactive.

En première partie nous avons présenté le redresseur à absorption sinusoïdale, en utilisant deux stratégies de commande, l'hystérésis et l'MLI. Les résultats de simulation ont montré une grande performance en ce qui concerne la réduction du taux d'harmoniques et la régulation de la tension du bus continu. En deuxième partie nous avons étudié le filtre actif parallèle, contrôlé par hystérésis et utilisant une méthode d'identification simple (méthode du courant). Les résultats de simulation ont montré des performances acceptables.

CONCLUSION GENERALE

Les harmoniques engendrées par les charges non linéaires circulent dans les réseaux électriques et perturbent sérieusement le fonctionnement normal de certains équipements électriques pouvant même engendrer leur destruction. Ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément, mais peuvent également se produire à long terme tant pour le distributeur que pour les exploitants.

Nous avons réalisé ce travail dans le but d'étudier une stratégie ou méthode de dépollution des réseaux électriques en général et du courant de source en particulier Par le biais du filtrage actif de l'énergie, c'est une solution majeure aux problèmes causés par la pollution harmonique dans les réseaux de distribution

Dans le premier chapitre de cette étude, nous avons présenté sur la source des harmoniques et les différentes perturbations dans le réseau et leurs effets sur les appareils électriques soit à court ou à long terme. Ainsi que les normes internationales donnant les limites acceptables pour ces perturbations en plus de donner quelques solutions et des méthodes possibles afin de réduire l'apparition de ce problème (les harmoniques)

Puis on a présenté dans le deuxième chapitre un étude d'un montage de redresseur triphasé à 6et 12 pulsation et le principe de fonctionnement de redresseur commandé et non commandé on peut aussi voir l'effet d'harmonique sur le courant de la source

Dans le troisième chapitre de cette étude on a présenté les solutions modernes, le filtrage actif est une nouvelle solution pour la dépollution harmonique. les deux principes de commande pour contrôler le courant de filtre, MLI et hystérésis étudiés. La commande par hystérésis est très simple à mettre en œuvre, pour cela on l'a utilisé dans cette étude.

Aussi nous avons Le dernier chapitre a exposé les résultats de simulation avec le logiciel BSIM des différentes grandeurs avant et après filtrage. D'après les résultats obtenus, on remarque que le THD est amené de 42.61 % 11.43 à après filtrage, nous confirmant ainsi que ce filtre est très adéquat pour l'élimination des harmoniques.

Bibliographie

- [1] <https://euro-index.be/fr/euroinfo/pollution-du-r%C3%A9seau-harmoniques/>
- [2] **Wilfried Frelin** « Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau ». Energie électrique. Université Paris Sud - Paris XI, 2009. Français. fftel-00441877ff
- [3] **wilfried frelin**. « Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau ». Energie électrique. Université Paris Sud - Paris XI, 2009. Français. fftel-00441877ff
- [4] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Harmonique_\(%C3%A9lectricit%C3%A9\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/Harmonique_(%C3%A9lectricit%C3%A9))
- [5] **YOUCFI ABDELKADER** « amélioration de la qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension à cinq niveau » mémoire magister en électrotechnique par université hassiba benbouali de chlef
- [6] **OUSSAMA MOUSSA** « ETUDE DES HARMONIQUES ET TECHNIQUES DE COMMANDES DU FILTRE ACTIF » Université de Batna 2 Faculté de Technologie Département d'Electrotechnique
- [7] https://fr.m.wikipedia.org/wiki/S%C3%A9rie_de_Fourier
- [8] Wikipédia sous licence CC-BY-SA 3.0. La liste des auteurs est disponible ici.
- [9] <https://www.unige.ch/sciences/physique/tp/tpi/Liens/Protocoles/Complements/Decomp-serie-fourier-signal-periodique.pdf>.
- [10] **Boucif Abdelmalek** « Filtrage actif d'un réseau Électrique » mémoire de master par Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Électrique Filière d'Electrotechnique Option Commande électrique 04 Juin 2014
- [11] **M. BOUKADOUM AZIZ** « CONTRIBUTION À L'ANALYSE ET LA REDUCTION DE LA POLLUTION HARMONIQUE DANS LE RESEAU ELECTRIQUE » mémoire magister en Réseaux Electriques universite badji mokhtar annaba
- [12] https://fr.wikipedia.org/wiki/Taux_de_distorsion_harmonique
- [13] **HADFI HASSENE** « ETUDE ET COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A QUATRE BRAS » mémoire de master par Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Électrique Filière d'Electrotechnique 2019
- [14] **HADFI HASSENE** « ETUDE ET COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A QUATRE BRAS » mémoire de master par Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Électrique Filière d'Electrotechnique 2019
- [15] **Abdelmalek BOULAHIA** << Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique >> mémoire magister en électrotechnique Université de Constantine, 2009

BIBLIOGRAPHIE

- [16] **Boucif Abdelmalek** « Filtrage actif d'un réseau Électrique » mémoire de master par Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Électrique Filière d'Electrotechnique Option Commande électrique 04 Juin 2014
- [17] **KIFOUCHE REZKI** « Identification des courants harmoniques et génération du courant référence "application au convertisseur statique » mémoire magister en génie électrique Université M'hamed Bouguarra Boumerdes , 2005
- [18] **Mohamed Muftah ABDUSALAM** « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales » thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2008.
- [19] **Houili Mouhamed** et **Hamza SidAli** « ETUDE ET SIMULATION DES DIFFERENTS MONTAGES REDRESSEURS » mémoire de master par Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Électrique Filière d'Electrotechnique 2020
- [20] **Boucif Abdelmalek** « Filtrage actif d'un réseau Électrique » mémoire de master par Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Électrique Filière d'Electrotechnique Option Commande électrique 04 Juin 2014
- [21] **DJEBBARMOHAMED SALAH** « Etude comparative des redresseurs cascades et multi niveaux a commandé MLI, » diplôme de Magistère en Electrotechnique, UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE 2005
- [22] **AMAR GOLEA** « contribution à une méthodologie de conception des association convertisseurs machines » thèse de doctorat INPG France, 1994.
- [23] **BELHAOUCHET NOURI** « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées » thèse de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF, 2011
- [24]
- [25] **Galou Elhacène & Hamani Rachida** « Contribution à La Commande d'un filtre actif parallèle » » mémoire de master, Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA Faculté De Technologie Département de Génie Électrique Option : commande des systèmes électrique & électromécanique Année Universitaire 2016/2017
- [26] : **Mohamad Alaa Eddin Alali** « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », THÈSE École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur ULP – ENSAIS – ENGEES – URS, 2002
- [27] **GUENDOUD Djedjiga & BELACEL Billal** « filtrage active de puissance » Mémoire Fin d' Etudes de Master Académique Université Mouloud Mammeri, Tizi Faculté De Génie Electrique Et D'informatique Département D'électrotechnique 21/07/2016