الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique
et de l'Informatique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Génie Électrique

Option : Command et Electronique Industrielle

THEME

Filtrage actif : Comparaison entre la méthode des puissances actives et réactives instantanées (PQ) et la méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF)

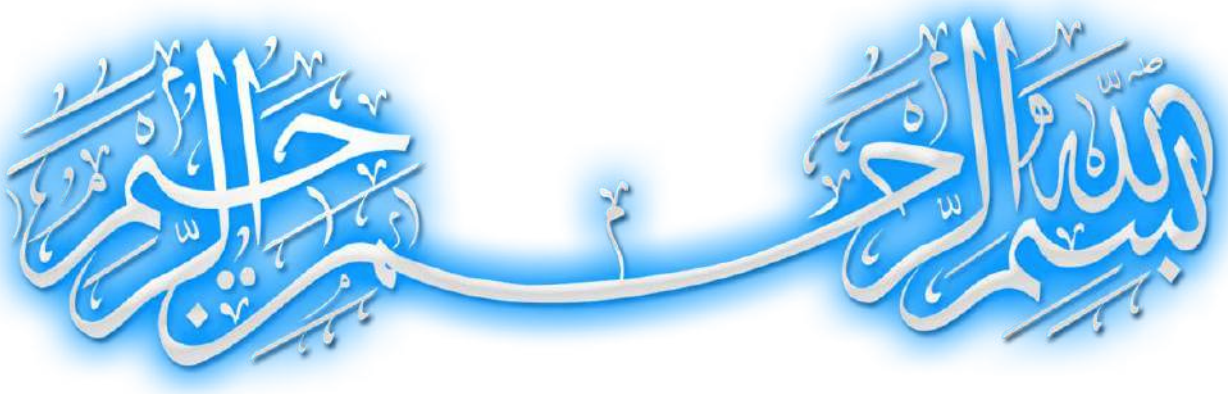
Proposé et dirigé par :

Dr. Samir MOULAHOUM

Préparé et présenté par :

Mr. Hichem AMMOUR

Mr. Mourad TANI


بسم الله الرحمن الرحيم

REMERCIEMENTS

Nous exprimons toute notre gratitude et sincère dévouement à Dieu Le Tout puissant qui grâce à son aide nous avons terminé ce modeste travail.

Nous tenons à remercier chaleureusement notre promoteur Dr. Samir MOULAHOUM et B.Abderrahmane pour ses aides et ses encadrements, ses encouragements et surtout ses compréhensions durant toute la période de préparation de ce mémoire.

Nos professeurs qui nous ont enrichis de connaissances et tout le département de Génie Électrique.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- *À ma très chère mère.*
- *À ma sœur : Naima*
- *À mon frère : Ismail*
- *À toute la famille*
- *À mes Amies : Abdessamed, Osema, Ayoub, Youcef, Abdelbasset, Mohamed, amine*
- *À mes amies de Génie Électrique.*

ملخص

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية هي في تفاقم مقلق خاصة مع تزايد استعمال الحمولات غير الخطية، الترشيح الفعال هو واحد من بين أنجع الحلول المقترحة للتصدي لهذه المشكلة، لذا قمنا في هذا العمل بدراسة مقارنة لطرق التحكم في المرشح الفعال المتوازي، طريقة الاستطاعة اللحظية الفعالة و غير الفعالة و طريقة المرجع المتزامن، ثم المقارنة بين الحلول المستعملة في التحكم في تيار المرشح.

إن تقنية التحكم بالتباطؤ في التيار مستعملة جدا في مجال الكترونيات القوة حيت تتميز بالبساطة والقوة والسرعة إلا أنها تعاني من مشكل كبير وهو عدم التحكم في تردد التبديل حيث يبقى مجهولا، استعملنا تقنية التعديل في عرض النبضة للتخلص من مشكل تردد التبديل، إن النتائج المقدمة في هذا العمل تم تأكيدها عن طريق اداة المحاكاة ما تلاب سيملينك.

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non-linéaires. Le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus efficaces face à ce problème. Ce travail est une étude comparative des méthodes pour contrôler le filtre actif parallèle, entre la méthode des puissances active et réactive instantanée PQ et la méthode de référence synchrone DQ. Ensuite, la comparaison entre les solutions pour la commandes des courants du filtre actif.

La commande Hystérésis est très utilisé dans le domaine d'électronique de puissance saluant caractérisé par la simplicité, la puissance et la vitesse, mais elle a un problème important, un manque de contrôle en termes de fréquence de commutation reste inconnue, nous avons utilisé une technique de modulation de largeur d'impulsion pour se débarrasser du problème de la fréquence de commutation inconnue. Les résultats présentés dans le travail ont été confirmés par des simulations .

Abstract

The problem of harmonic pollution in the electricity networks of distribution becomes more and more worrying with the increase of the usage of non-linear laods. Active power filtration is one of the most efficient solutions facing this problem. This work is a comparative study of methods to control the parallel active filter, between the instantaneous method of powers active and reactive PQ and is the method of synchronous reference DQ. Then, comparison between solutions for the control of the currents of the active filter.

Hystérésis control is very used in the field of power electronics of greeting power characterised by simplicity, power and speed, but it has a mattering problem, a lack of control in terms of frequency of commutation remains unknown, we used a technology of impulse wide modulation to overcome the problem of the frequency of commutation. Results introduced in work were confirmed by simulation by the tool MATLAB.

Sommaire

Introduction générale …… 1
Chapitre I : Etat d'art
I.1. Introduction……. 3
I.2. Définitions…… 3
I.3. Origine des harmoniques……. 7
I.3.1. Creux de tension et coupures brèves…… 8
I.3.2. Les fluctuations rapides de tension……... 9
I.3.3. Le déséquilibre de la tension et du courant…….. 9
I.3.4. Les harmoniques……... 10
I.3.5. Les interharmoniques……... 11
I.4. Les effets à terme et les effets instantané…… 11
I.4.1. Les effets instantanés…… 11
I.4.1.1. Dysfonctionnement des dispositifs d'acquisition…….. 12
I.4.1.2. Phénomène de résonance……... 12
I.4.1.3. Bruits et vibrations…… 12
I.4.2. Effets à terme…… 13
I.5. Normes et recommandations…… 13
I.6. Solutions de dépollution des réseaux électriques…… 15
I.6.1. Solutions de dépollution traditionnelles…… 15
I.6.1.1. Solutions de dépollution des courants harmoniques…… 15
I.6.1.2. Solutions de dépollution des tensions harmoniques…… 17
I.6.2. Solutions de dépollution modernes…… 20
I.6.2.1. Filtre actif à structure tension…… 21
I.6.2.2. Filtre actif à structure courant…… 21
I.6.2.3. Différents types de filtres actifs…… 22
I.7. Comparaison des différents filtrages……. 26
I.8. Conclusion…….. 27
Chapitre II : Topologies des filtres actifs parallèles à structure tension
II.1. Introduction…… 28
II.2 Topologies de FAPs à structure tension…… 29
II. 2.1. Onduleur de tension……... 29
II. 2.1.1. Onduleur de tension à trois bras…… 29
II. 2.1.1.1 structure génerale…….. 29
II.2.1.1.2. Tensions de sortie de l'onduleur……... 30
II.2.1.2. Onduleur de tension à deux bras…… 32
II.2.1.2.1. Structure générale…… 32
II.2.1.2.2. Tension fournie par l'onduleur…….. 33
II.2.1.3. Comparaison entre les deux topologies de FAP……..... 35
II.2.2. Système de stockage de l'énergie…… 36
II.2.3. Filtre de sortie……. 38
II.3 Conclusion……... 38
Chapitre III :**stratégies de commande des filtres actifes paralléles à structure tension**
III-1 Introduction…… 39
III.2. Contrôle du FAP…… 39
III.2.1. Identification des courants de référence…… 39
III.2.1.1. Généralités sur les méthodes d'identification……. 39
III.2.1.2. Méthode des puissances active et réactive instantanées……. 40

III.2.2. Poursuite des courants de référence…… 43
III.2.2.1. Contrôle des courants par MLI…… 43
III.2.2.2. Contrôle des courants par hystérésis…… 46
III.2.3. Régulation de la tension continue…….. 50
III.3. Resultat de simulation……... 52
III.3.1 Resultat de simulation de la méthode PQ Hysterésis……..... 52
III.3.2.Résultats de simulationde la métode PQ _PWM…… 60
III.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme(SRF)…… 68
III.4.1. Système à base de PLL ……. 70
III.5.Résultats de simulation……... 71
III.5.1.Résultats de simulation de la Commande SRF hystérésis…… 71
III.5.2.Resultats de simulation de la méthode SRF _ PWM…….. 79
III.6. Conclusion…… 88
Conclusion générale…… 89

LISTE DES FIGURES

Figure (I.1) : Montage de steinmtz pour rééquilibrage……. 16
Figure (I.2) : TransformateurYZ……... 16
Figure (I.3) : Filtre passif résonan…… 18
Figure (I.4): Impédance du réseau avec filtre passif résonat……... 18
Figure (I.5): Filtre passif amorti…… 19
Figure (I.6) : Impédance du réseau avec filtre passif amorti……. 19
Figure (I.7) : Eléments constitutifs d'un filtre actif…… 20
Figure (I.8) : filtre actif à structure tension……... 21
Figure (I.9) : filtre actif à structure courant…… 21
Figure (I.10) : Filtre actif en structure parallèle…… 22
Figure (I.11) : Principe du compensateur parallèle……... 22
Figure (I.12) : Filtre actif en structure série…… 23
Figure (I.13) : Principe du compensateur série……. 23
Figure (I.14) : Schéma de l'UPQC…… 24
Figure (I.15) : Filtre actif série et filtre passif parallèle…… 25
Figure (I.16) : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle…….. 25
Figure (I.17) : Filtre actif parallèle et filtre passif parallele……. 26
Figure II.1. Structure générale d'un FAP à structure tension…… 29
Figure II.2. Onduleur de tension à trois bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils…….. 30
Figure II.3. Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de tension à trois bras……. 32
Figure II.4. Onduleur de tension à deux bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils…….. 33
Figure II.5. Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras…… 35
Figure III-1. Génération des courants de référence par la méthode des puissances instantanées…….. 42
Figure III.2. Principe de contrôle du courant par MLI naturelle (sans régulateur)….. 43
Figure III.3. Commande des interrupteurs par MLI naturelle…….. 44
Figure III.4. Principe de contrôle du courant par MLI avec régulateur…… 44
Figure III.5. Schéma de la régulation des courants du FAP par MLI…… 45
Figure III.6 Schéma simplifié de la régulation des courants du FAP par MLI……. 45
Figure III.7. Principe du contrôle par hystérésis…….. 46
Figure III.8. Onduleur triphasé de tension débitant dans une charge RL……. 47
Figure III.9. Le courant et la tension de la phase a générés par la méthode hystérésis 47
Figure III.10 :Régulation de vdc…….. 50
Figure III.11:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques ……. 53
Figure III.12:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques…….. 55
Figure III.13:Résultats de simulations pour méthode PQ_hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques…….. 57
Figure III.14:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques……. 59

Figure III.15:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques…… 61
Figure III.16:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques……... 63
Figure III.17:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques…… 65
Figure III.18:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques……. 67
Figure III.19. Génération des courants de référence par la méthode dite SRF. 69
Figure III.20. Principe de la PLL. 70
Figure III.21:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques …….. 72
Figure III.22:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques…….. 74
Figure III.23:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques…… 76
Figure III.24:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques…….. 78
Figure III.25:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques ……... 80
Figure III.26:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques……. 82
Figure III.27:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques…… 84
Figure III.28:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques…… 86

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Conséquences des creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles. …… 9
Tableau I.2: Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques……... 10
Tableau I.3 : Influence des harmoniques sur certains équipements électriques……. 11
Tableau I.4: Limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils .16 A par phase de classe A)……... 14
Tableau I.5 : Limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension….. 14
Tableau I.6 : Avantages et inconvénients du filtrage passif…….. 26
Tableau II-1 Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras……. 32
Tableau II-2 Tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras…… 34
Tableau III-1: Les valeurs des éléments construisant la structure étudiée…… 51
Tableau III-2. THDs des courants des phases avec régulateur hystérésis……. 87
Tableau III-3. THDs des courants des phases avec régulateur PI_PWM……. 87

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, l'utilisation des convertisseurs statiques dans les systèmes de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué aux progrès réalisés aux niveaux des performances et de l'efficacité de ces systèmes.

Les convertisseurs statiques absorbent des courants non sinusoïdaux même s'ils sont alimentés par des tensions sinusoïdales. Ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques et consomment généralement de l'énergie réactive. Le réseau quant à lui est parfaitement adapté à des courants sinusoïdaux. Ces deux phénomènes nouveaux sur le réseau ont engendré un certain nombre de perturbations allant du dysfonctionnement d'un équipement jusqu'à la destruction d'une partie des équipements connectés.

Pour faire face à ce problème, la solution classique qui est connue depuis bien longtemps consiste en l'utilisation des filtres passifs. Cette solution est la plus répandue et pratiquement la plus simple et la moins chère mais elle présente deux inconvénients majeurs. Le premier est lié au phénomène de résonance avec le réseau qui est à l'origine de l'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle du réseau. Le deuxième inconvénient est la dépendance des performances du filtre passif aux caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté.

Cependant, les progrès remarquables réalisés au cours des dernières années, dans le domaine des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, les thyristors et les transistors en particulier, a permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques auto-adaptables appelés compensateurs actifs d'harmoniques, ou encore filtre actif dont l'objectif est l'élimination des problèmes intrinsèques des filtres passifs.

L'objectif de ce travail étant le filtrage actif des harmoniques des réseaux électriques. Comme les principales sources de l'existence des perturbations sont les charges non linéaires dont les plus utilisables sont les convertisseurs statiques raccordés aux réseaux qui les perturbent en injectant des courants harmoniques, les filtres actifs parallèle permettant de contrôler les courants semblent être plus adaptés à la compensation, ce qui a été choisi pour notre étude.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne particulièrement l'étude par simulation d'un filtre actif parallèle à structure tension destiné à compenser les courants harmoniques générés par une charge non-linéaire dans un premier temps sur un réseau triphasé trois fils.

Cette thèse comporte trois chapitres , structurés comme suit :

Au premier chapitre nous analyserons les naissances des harmoniques et leurs effets sur le réseau d'alimentation, et nous traitons les différentes solutions de filtrage traditionnelle et moderne de réduction de ces perturbations. Finalement, nous détaillerons les avantages, et les inconvénients.

Dans le deuxième chapitre nous avons fait une étude détaillée du filtre actif parallèle, de sa structure, afin d'atteindre l'objectif essentiel qui est d'améliorer ses performances de compensation lorsque les conditions de fonctionnement du réseau électrique sont sévères.

Dans le troisième chapitre nous avons étudié les différentes méthodes d'identification des courants harmoniques, celle choisit pour notre étude étant la méthode des puissances actives et réactives instantanées et la methode du référentiel lié au synchronisme.

CHAPITRE I : ETAT D’ART

I.1. Introduction

L'utilisation des appareils électriques est de plus en plus intense que ce soit pour des applications industrielles ou domestiques. Cependant la plupart de ces appareils tels que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents absorbent des courants non sinusoïdaux, ce qui provoque des distorsions harmoniques dans l'ensemble du réseau électrique. Ces harmoniques peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voir même les endommager.

Toutefois, le rôle des réseaux électriques est de fournir aux consommateurs de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tension parfaitement sinusoïdale ayant des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies en fonction du point de raccordement. Afin d'atteindre cet objectif, plusieurs méthodes de dépollution harmonique sont étudiées, parmi elles les filtres actifs qui sont une alternative très intéressante du point de vue rendement, fiabilité et coût.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord les différentes sources d'harmoniques et leurs effets sur l'ensemble des équipements électriques, nous abordons ensuite les différentes stratégies de dépollution de ces harmoniques.

I.2. Définitions

1. Toute fonction périodique de fréquence « f » peut être représentée par une somme composée **[1]** :

- D'un terme sinusoïdal appelé le fondamental de fréquence f et de valeur efficace Y_1.
- De termes sinusoïdaux appelés harmoniques dont les fréquences sont n fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces Y_n.
- D'une éventuelle composante continue de valeur Y_0.

Cette somme est aussi appelée série de Fourier, elle est donnée par l'expression (I.1) :

$$y(t) = y_1\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi_1) + \cdots + y_n\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi_n) + Y_0 \qquad (I.1)$$

2. Valeur efficace d'une grandeur périodique non sinusoïdale Y_{eff} (RMS)

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T y^2(t)\,dt} \qquad (I.2)$$

Cas d'une grandeur périodique sinusoïdale :

$$y(t) = Y_m \cos(\omega t + \varphi) \tag{I.3}$$

$$Y_{eff} = \frac{Y_m}{\sqrt{2}} \tag{I.4}$$

3. Calcul des Puissances

Une charge donnée soumise à une tension v(t) et traversée par un courant i(t), consomme une puissance instantanée p(t) définie par :

$$p(t) = v(t)\, i(t) \tag{I.5}$$

Si v(t) et i(t) sont périodiques de période T, la puissance moyenne ou puissance active consommée par cette charge est donnée par :

$$P = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} v(t)\, i(t)\, dt \qquad \text{(Watts)} \tag{I.6}$$

- Dans le cas où v(t) et i(t) sont sinusoïdaux et déphasés de l'angle φ alors :

L'expression de P sera la suivante :

$$P = V_{eff}\, I_{eff} \cos\varphi \tag{I.7}$$

La puissance apparente S consommée par la charge est :

$$S = V_{eff}\, I_{eff} \qquad \text{(VA)} \tag{I.8}$$

La puissance réactive Q exprimée en VAR par :

$$Q = \sqrt{s^2 - p^2} = V_{eff}\, I_{eff} \sin\varphi \tag{I.9}$$

- Calcul des puissances en régime périodique non sinusoïdal

L'expression de la puissance moyenne (puissance active) devient:

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos\varphi_n \tag{I.10}$$

Les termes de cette expression sont relatifs à la composante continue et à chaque harmonique de rang n qui contribue à l'élaboration de la puissance active.

L'expression de la puissance apparente est :

$$S = \sqrt{\sum_{n=1} V_n^2 \sum_{n=1} I_n^2} \tag{I.11}$$

Et la puissance réactive donnée par l'expression (I.12) :

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} V_n I_n \sin \varphi_n \tag{I.12}$$

4. Facteur de puissance

Le facteur de puissance F_P est le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S, avec :

$$F_p = \frac{P}{S} \tag{I.13}$$

F_P est calculée à partir des expressions précédentes comme suit :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \tag{I.14}$$

Dans le cas d'un réseau puissant qui délivre une tension sinusoïdale de valeur efficace V à travers une impédance de court circuit nulle l'équation(1.14) devient:

$$F_p = \frac{I_1 \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \tag{I.15}$$

I_1 : la valeur efficace du fondamental du courant

φ_1 : le déphasage entre la tension et le fondamental du courant

5. Le facteur de déphasage cosφ_1

Le facteur de déphasage représente le cosinus de l'angle entre les fondamentaux de la tension et du courant tel que :

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} \tag{I.16}$$

P_1 : La puissance active de la composante fondamentale.

S_1 : La puissance apparente de la composante fondamentale.

6. Le facteur de déformation F_D

Le facteur de déformation est le lien entre le facteur de puissance F_P et $\cos\varphi$, avec :

$$F_D = \frac{F_p}{\cos\varphi} \tag{I.17}$$

7. Le facteur de crête F_C

Le facteur de crête[1] est le rapport de la valeur de crête à la valeur efficace d'une grandeur périodique tel que :

$$F_c = \frac{Y_{crête}}{Y_{eff}} \tag{I.18}$$

8. Le taux de distorsion harmonique THD

Le taux global de distorsion harmonique THD permet d'évaluer l'écart entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il est donné par le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamental, tel que [2] :

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{V_1^2}} \tag{I.19}$$

9. Bilan de puissance

Les puissances active et réactive définies pour la fréquence fondamentale étant respectivement :

$$P = V_1 I_1 \cos\varphi_1 \tag{I.20}$$

$$Q = V_1 I_1 \sin\varphi_1 \tag{I.21}$$

Pour estimer la contribution des harmoniques dans le bilan des puissances, on définit la puissance déformante D par :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = V_1 \left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \tag{I.22}$$

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

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \tag{I.23}$$

L'équation (I.23) montre qu'en régime non sinusoïdal, les harmoniques créent une puissance déformante qui diminue le facteur de puissance. En régime sinusoïdal la puissance déformante est nulle. Le facteur de puissance est simplement :

$$F_p = \text{Cos}\varphi_1 \qquad \text{(I.24)}$$

10. L'impédance de source

L'impédance de source, aux diverses fréquences harmoniques, joue un rôle fondamental dans l'apparition de la distorsion en tension. Si l'impédance de source est faible, elle ne permet pas le passage des courants harmoniques causés par la charge alors la distorsion en tension est faible.

Pour chaque harmonique de courant I_n, il apparaît une chute de tension V_n aux bornes de l'impédance de source à cette fréquence tel que :

$$V_n = Z_s I_n \qquad \text{(I.25)}$$

Le taux individuel d'harmonique H_n étant :

$$H_n = V_n / V_1 \qquad \text{(I.26)}$$

D'où : $$THD\% = 100\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2} \qquad \text{(I.27)}$$

I.3. Origine des harmoniques

Dans un réseau électrique, les tensions constituent un système alternatif triphasé dont la fréquence est la fréquence de la source (50 Hz), les paramètres caractéristiques d'un tel système sont :

- La fréquence.
- L'amplitude des trois tensions.
- La forme d'onde qui doit être la plus proche d'une sinusoïde.
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

La perturbation de l'un de ces paramètres conduit à la perturbation de la tension et du reseau electrique, mais la question qui se pose est : Qu'est ce qui peut causer la perturbation de ces paramètres ?

Dans un réseau électrique, on distingue deux types de perturbations à savoir les perturbations de tension et les perturbations de courant.

Les perturbations de tension ont pour origine soit le réseau lui-même : Creux de tension, les déséquilibres, les harmoniques de tension, soit la charge.

Les perturbations de courant proviennent généralement de l'utilisation de charges non linéaires. En effet, le courant harmonique est fixé par la charge et non pas par l'impédance ou la tension du réseau auquel elles sont raccordées **[3]**.

1.3.1. Creux de tension et coupures brèves

Un creux de tension est une réduction brève de la tension d'alimentation de 10% à 90% de la tension nominale en un point du réseau électrique pendant une période variant de 10ms à quelques secondes **[4]**.

Les creux de tension sont dus au démarrage des appareils électriques de fortes puissances ou à l'enclenchement d'une protection lors de l'apparition des phénomènes aléatoires tels que la foudre et les courts circuits sur les réseaux de distribution.

Une coupure brève est l'interruption de la tension pendant une période qui ne dépasse pas une minute **[4]**.

Ces creux de tensions et coupures brèves peuvent avoir des conséquences néfastes sur les installations industrielles et tertiaires. Le tableau (I.1) résume l'influence des creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles **[5]**.

Tableau (I.1) : Conséquences des creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles.

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et réallumage (lampes à arc)
Systèmes à base d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs
Moteurs asynchrones	Ralentissement, décrochage, surintensité au retour de la tension
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur
Variateurs de vitesse pour un moteur synchrone	- En mode onduleur : destruction des protections - En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateurs de vitesse pour un moteur asynchrone	Ralentissement, décrochage, surintensité au retour de la tension, destruction éventuelle de matériel au niveau du convertisseur

I.3.2. Les fluctuations rapides de tension

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

I.3.3. Le déséquilibre de la tension et du courant

On dit qu'une tension ou un courant est en déséquilibre lorsque les amplitudes des trois tensions (courants) du système triphasé son différentes et/ou leur déphasage affectif est différent de 120°. Ce déséquilibre peut être engendré par la présence de fortes charges monophasées raccordées non uniformément sur le réseau triphasé, comme cela peut être dû à des machines à souder, des fours à arc ou à des traction ferroviaires.

Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un mauvais fonctionnement des appareils monophasés alimentés par une tension très faible, et leur destruction lorsqu'ils sont alimentés par une tension plus élevée. Le déséquilibre en tension est caractérisé par le taux de déséquilibre de tension τ_V donné par le rapport des amplitudes des tensions inverse et direct, avec :

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \qquad \text{(I.28)}$$

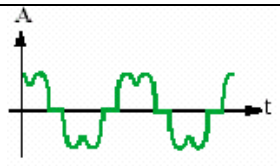
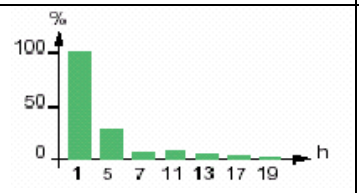
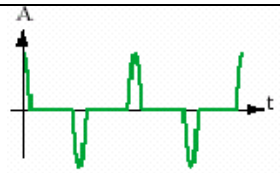
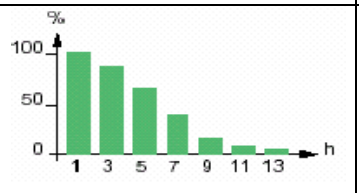
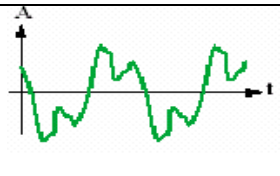
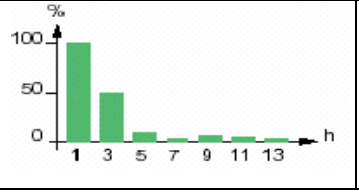
I.3.4. Les harmoniques

Un harmonique est un signal sinusoïdal dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale, l'ajout de plusieurs harmoniques au fondamental constitue un signal courant ou tension déformé. Les équipements électriques qui consomment des courants harmoniques, dits charges non linéaires, sont à l'origine de la pollution des réseaux électriques car ils entraînent des tensions harmoniques au point de raccordement par l'intermédiaire des impédances du réseau électrique. En revanche, les matériels de production, transport et distribution de l'énergie électrique (alternateurs, transformateurs et convertisseurs de fréquence) produisent des harmoniques avec de faibles proportions.

Les charges non linéaires généralement rencontrées sont des convertisseurs statiques tels que : Les gradateurs, les redresseurs, les variateurs de vitesse, le matériel informatique, l'éclairage fluorescent, les téléviseurs et appareils électroménagers en grands nombres …

Le tableau (I.2) montre les caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques **[6]**.

Tableau (I.2) : Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques

Charge polluante	Forme d'onde de courant	Spectre	THD
Redresseur, chargeur			28%
Charge informatique			115%
Eclairage fluorescent			53%

Le tableau (I.3) résume l'influence des harmoniques sur certains équipements électriques **[6]** :

Tableau (I.3) : Influence des harmoniques sur certains équipements électriques.

Matériel	**Effets**
Condensateurs de puissance	Echauffement, vieillissement prématuré (claquage), résonance.
Moteurs	Pertes et échauffements supplémentaires. Réduction des possibilités d'utilisation à pleine charge. Couple pulsatoire (vibrations, fatigue mécanique). Nuisances sonores.
Transformateurs	Pertes (ohmique-fer) et échauffements supplémentaires Vibrations mécaniques. Nuisances sonores.
Disjoncteurs	Déclenchements intempestifs (dépassements des valeurs crêtes de la tension…).
Câbles	Pertes diélectriques et ohmiques supplémentaires (particulièrement dans le neutre en cas de présence d'harmonique 3).
Ordinateurs	Troubles fonctionnels.
Electronique de Puissance	Troubles liés à la forme d'onde (commutation, synchronisation).

I.3.5. Les interharmoniques

Un interharmonique contrairement à l'harmonique est un signal dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence du fondamental. Certains de ces signaux peuvent être engendrés par les charges non linéaires, d'autres sont générés et injectés intentionnellement par les distributeurs sur leurs réseaux pour télécommander des relais, et ainsi piloter les changements de tarification des compteurs domestiques et professionnels.

I.4. Les effets à terme et les effets instantanés

Les harmoniques ont des effets néfastes sur les installations et équipements électriques qu'on peut classer sous deux catégories :

I.4.1. Les effets instantanés

Les effets instantanés sont les conséquences immédiates de la perturbation harmonique sur le fonctionnement de certains appareils électriques ou électroniques, les effets instantanés les plus rencontrés sont :

I.4.1.1. Dysfonctionnement des dispositifs d'acquisition

En présence d'harmoniques, les grandeurs électriques changent de signes plusieurs fois au cours d'une demi période, et comme ces grandeurs sont utilisées dans des systèmes de régulation comme références pour générer des commandes de semi conducteurs ou comme base de temps pour les systèmes de synchronisation, ces systèmes seront alors perturbés.

I.4.1.2. Phénomène de résonance

Pour relever le facteur de puissance, on raccorde des batteries de condensateurs au réseau à l'aide des câbles et des inductances des transformateurs conçus avec des fréquences de résonance assez élevées.

Lorsque la tension est déformée, des courants harmoniques importants circulent dans ces condensateurs, l'impédance de ces derniers diminuent lorsque la fréquence augmente, néanmoins, la présence d'inductance dans l'installation risque d'entraîner des fréquences de résonances assez faibles avec les condensateurs, ce qui pourra amplifier l'harmonique qui a la même fréquence.

Cette résonance peut être néfaste pour les condensateurs et tous les appareils raccordés au réseau.

I.4.1.3. Bruits et vibrations

Les courants harmoniques sont à l'origine des bruits et vibrations acoustiques dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances, machines tournantes).

D'autres effets instantanés qu'on peut citer :

- Dégradation de la classe de précision et erreurs de lecture de certains appareils de mesure et compteurs d'énergie.
- Dysfonctionnement des récepteurs de télécommande centralisée et un déclenchement intempestif des relais de protection.
- Dégradation de la qualité de l'image des micro-ordinateurs.
- Réduction du facteur de puissance.

I.4.2. Effets à terme

Les effets à terme sont essentiellement de nature thermique, en effet, les harmoniques génèrent des pertes supplémentaires (pertes par effets joules dans les enroulements accentuées par l'effet de peau, et les pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques) qui sont à l'origine de l'échauffement des conducteurs et de tous les composants traversés par les courants harmoniques, la dégradation du rendement des équipements tel que les transformateurs et les machines tournantes et le vieillissement prématuré des isolants et donc la diminution de la durée de vie des équipements. Dans ce cas le surdimensionnement des équipements est nécessaire, en particulier le conducteur du neutre.

Lorsque des charges monophasées absorbent des courants homopolaires (harmoniques de rang 3 et ses multiples), ces courants se trouvent en phase et s'additionnent dans le neutre pour former un courant très élevé qui peut être deux fois le fondamental dans le cas d'une charge ayant un harmonique 3 de 67% **[2]**.

I.5. Normes et recommandations

Les normes, d'après la définition de l'ISO, sont « des accords documentés contenant des spécifications techniques ou autres critères précis destinés à être utilisés systématiquement en tant que règles, lignes directrices ou définitions de caractéristiques pour s'assurer que des matériaux, produits, processus et services sont aptes à l'emploi ». En ce qui concerne la qualité de l'énergie, les normes ont un double objectif **[4]** :

- Etablir la définition des caractéristiques nominales de la fourniture, c'est-à-dire les valeurs nominales comme les déviations admissibles de la tension et de la fréquence.

- Définir les perturbations qui peuvent agir sur le réseau (par exemple le seuil qui sépare un creux de tension d'une interruption etc.), comme la quantité ou l'intensité maximale de perturbations pouvant avoir lieu dans un réseau particulier.

Différentes normalisations de différents organismes [7]

Les normes CEI établissent des limites pour les émissions de courants harmoniques (IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 et 61000-3-6) et en même temps établissent le niveau de compatibilité (IEC 61000-2-4 et 61000-2-2) qui détermine le taux de distorsion harmonique de la tension de référence sur le réseau.

Ci dessous les tableaux (I.4) et (I.5) montrent, respectivement, les limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques et les limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension.

Tableau (I.4) : Limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils .16 A par phase de classe A).

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
ordre	Courant (A)	ordre	Courant (A)
3	2.3	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.4		
11	0.33		
13	0.21		

Tableau (I.5) : Limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension.

Harmoniques impairs						Harmoniques pairs		
Non multiple de 3			multiple de 3					
ordre	a)	b)	ordre	a)	b)	ordre	a)	b)
5	2%	6%	3	2%	5%	2	1.5%	2%
7	2%	5%	9	1%	1.5%	4	1%	1%
11	1.5%	3.5	15	0.3%	0.3%	6	0.5%	0.5%
13	1.5%	3%	21	0.2%	0.2%	8	0.2%	0.5
17	1%	2%	>21	0.2%	0.2%	10	0.2%	0.5%
19	1%	1.5%				12	0.2%	0.2%
23	0.7%	1.5%				>12	0.2%	0.2%
25	0.7%	1.5%						
> 25	0.2+(12.5/h)	0.2+(1.3x25/h)						

a) 100 kV ≥ V > 30 kV (avec un THD < 3%)

b) 30 kV ≥ V > 1 kV (avec un THD < 8%)

La norme EN 50160 étant une description des caractéristiques de la tension réseau, elle ne détermine que les valeurs limites des harmoniques de tension. Ces limites sont pratiquement identiques à celles fixées par la CEI.

En ce qui concerne l'IEEE, la norme IEEE 519: 1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems, détermine les procédures pour contrôler les harmoniques présents sur le

réseau électrique ainsi que les limites recommandées de pollution admissible de la part des clients et de distorsion harmonique globale dans le réseau.

I.6. Solutions de dépollution des réseaux électriques

La minimisation des perturbations harmoniques au sein des dispositifs électriques évite un surdimensionnement, réduit la fatigue mécanique, permet une discrétion acoustique…etc.

Pour dépolluer les courants et tensions harmoniques et diminuer ainsi le taux de distorsion harmonique THD, on peut agir à deux niveaux :

- Du coté distributeur en filtrant la tension source.
- Du coté client en compensant les courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire. Il existe deux types de solutions de dépollution de ces harmoniques, les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.6.1. Solutions de dépollution traditionnelles

On présente les solutions de dépollution traditionnelles selon le type de perturbation considéré.

I.6.1.1. Solutions de dépollution des courants harmoniques

- **Compensation de la puissance réactive**

La consommation d'énergie réactive entraîne des surcharges des équipements de transport et de conversion d'énergie ainsi qu'une augmentation des chutes de tension en ligne **[8][16]**.

La méthode la plus utilisée pour compenser la puissance réactive consommée surtout par les dispositifs à base d'électronique de puissance et les machines asynchrones, consiste à raccorder en parallèle avec le réseau des batteries de condensateurs.

L'inconvénient de cette méthode est le fait que ces condensateurs fournissent une puissance réactive constante, donc qui ne s'adapte pas à l'évolution des besoins.

➢ **Rééquilibrage des courants du réseau**

Les méthodes les plus connues pour le rééquilibrage des courants du réseau sont :

La répartition égale des charges monophasées et biphasées sur trois phases du réseau.

L'installation de compensateur passif appelé montage de steinmtz qui permet d'équilibrer l'impédance du réseau mais uniquement à la fréquence 50Hz, car à des fréquences différentes de 50 Hz ce montage provoque un fort déséquilibre avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques **[5]**.

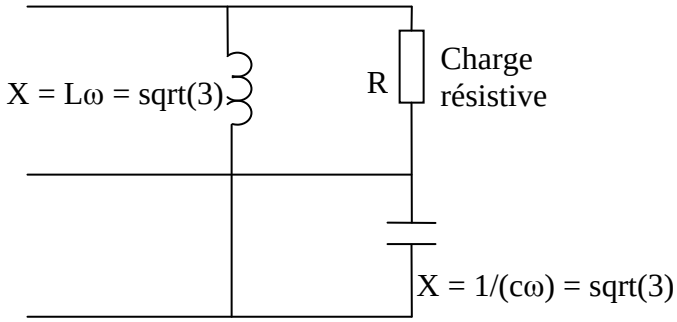


Figure (I.1) : Montage de steinmtz pour rééquilibrage

➢ **Compensation des courants harmoniques**

Plusieurs solutions ont été envisagées afin d'immunise l' équipements électriques des courants harmoniques, parmi elles on distingue celle qui est appelée confinement des harmoniques.

Cette méthode consiste à diminuer ou arrêter la propagation des courants harmoniques dans le réseau en utilisant des transformateurs à couplages appropriés :

✓ **Transformateur à secondaire zigzag**

On utilise le couplage zigzag au secondaire d'un transformateur lorsque la charge non linéaire est du type redresseur ou gradateur qui est riche en harmonique homopolaire, car il empêche le passage de cette harmonique au primaire.

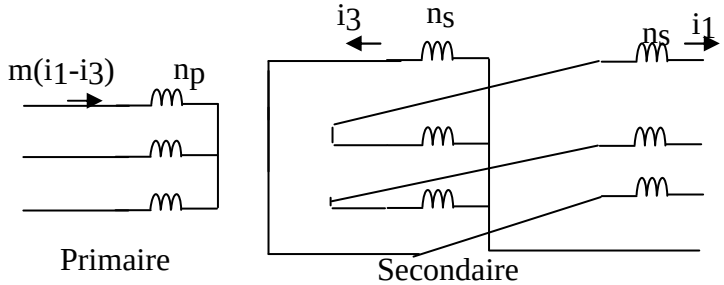


Figure (I.2) : Transformateur YZ

✓ **Transformateur à plusieurs secondaires**

Cette méthode permet de réduire le contenu spectral des courants harmoniques, plus le nombre de secondaires et le nombre de redresseurs associés, avec des déphasages relatifs appropriés, augmente plus le taux de distorsion harmonique en tension et courant est faible et plus le montage est complexe et onéreux.

I.6.1.2. Solutions de dépollution des tensions harmoniques

Les solutions les plus simples et les premières utilisées sont des solutions pas-sives ou des modifications structurelles pour traiter directement les harmoniques sont bien connues, telles que :

–*Le déclassement de l'installation électrique* : l'utilisateur ne souhaite pas résoudre les problèmes de pollution mais seulement se soucie de la bonne santé de ses équipements. Cette approche, économiquement très contraignante, ne s'applique que pour des installations nouvelles.

–*L'augmentation de la puissance de court-circuit* : La puissance harmonique augmente lorsque la puissance de court circuit diminue si l'on ne prend pas en compte les phénomènes de résonance. On a donc intérêt à connecter les sources polluantes à un point du réseau où l'impédance réseau est la plus faible possible en séparant magnétiquement les di˙érentescharges.

Les transformateurs à couplage passif : certains couplages du type triangle-zigzag permettent de supprimer les harmoniques de rang 3 et leurs multiples au prix de l'augmentation de l'impédance de ligne, et donc d'une augmenta-tion de la distorsion de la tension.

➢ **Diminution de l'impédance de la source**

L'une des solutions naturelles à la dépollution harmonique est d'abaisser l'impédance de la source puisque cette dernière, lorsqu'elle est grande, entraîne l'augmentation du taux de distorsion harmonique en tension pour un courant absorbé non sinusoïdal. En pratique cela revient, par exemple, à brancher la charge polluante sur un transformateur surdimensionné en puissance apparente et de tension de court circuit très faible.

➢ **Les filtres passifs**

Ce mode de filtrage a été très souvent utilisé jusqu'à ces dernières années pour des raisons économiques, malgré les problèmes d'encombrement qui lui sont liés **[9]**.

Un filtre passif est généralement constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur, l'inductance absorbe de l'énergie tandis que le condensateur en crée.

Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés, le filtre passif résonant et le filtre passif amorti.

✓ **Filtre passif résonant**

Le filtre passif résonant est un circuit LC en série avec une résistance comme il est représenté sur la figure (1.3), son inconvénient est qu'il soit sélectif. Généralement, il sert à atténuer fortement les harmoniques de rang 5 et 7, et si l'on souhaite atténuer d'autres harmoniques d'autres filtres seront alors nécessaires.

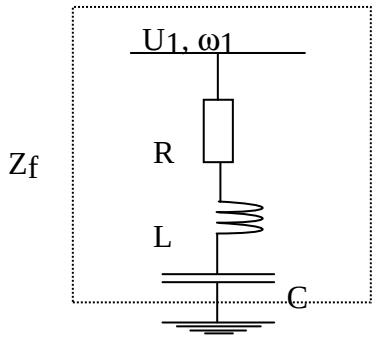


Figure (I.3) : Filtre passif résonant

Les caractéristiques principales de ce filtre sont :

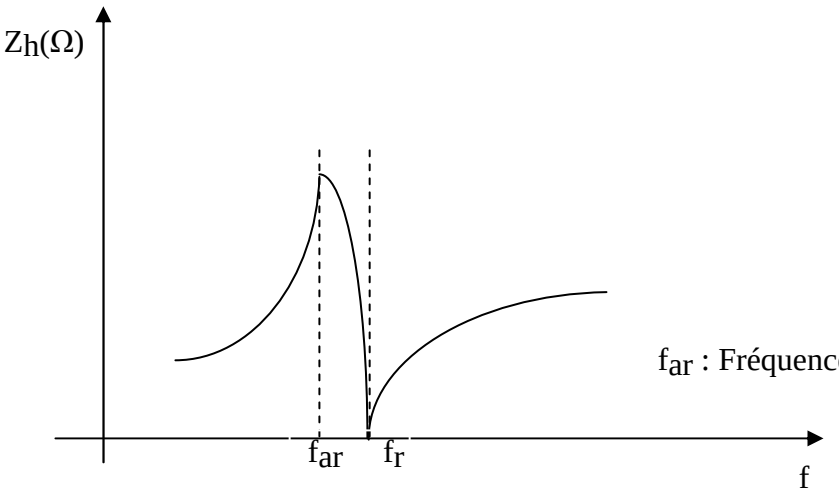
- La fréquence d'accord ou de résonance f_r, avec :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1.29}$$

- Le facteur de qualité F, caractérise l'acuité de la résonance avec :

$$F = 2\pi f_r \ \frac{L}{R} \tag{1.30}$$

L'installation d'un filtre résonant modifie l'impédance harmonique du réseau, comme il est indiqué sur la figure (I.4) :



f_{ar} : Fréquence d'antirésonance.

Figure (I.4): Impédance du réseau avec filtre passif résonant

✓ **Filtre passif amorti**

Le filtre passif amorti comprend les mêmes composants que le filtre passif résonant, sauf que la résistance est placée en parallèle avec l'inductance, cette résistance est appelée résistance d'amortissement. Ce filtre est généralement utilisé pour filtrer tous les harmoniques de rang supérieur à 11. Il est moins sensible à la variation de ces paramètres, néanmoins sa résistance d'amortissement influe sur la fréquence de résonance.

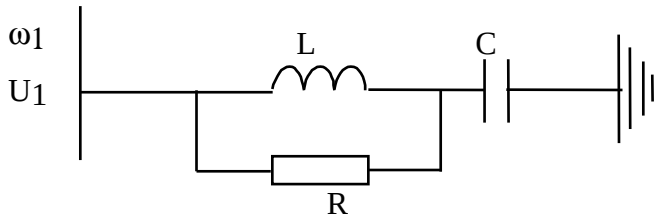


Figure (I.5): Filtre passif amorti

Les filtres passifs amortis les plus répondus sont généralement d'ordre deux, leurs caractéristiques principales sont :

- La fréquence d'accord f_r avec :

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (I.31)$$

- Le facteur de qualité F avec :

$$F = \frac{R}{2\pi L f_r} \qquad (I.32)$$

L'installation d'un filtre amorti entraîne l'apparition d'une antirésonance à la fréquence far donnée par :

$$f_{ar} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_r)C}} \qquad (1.33)$$

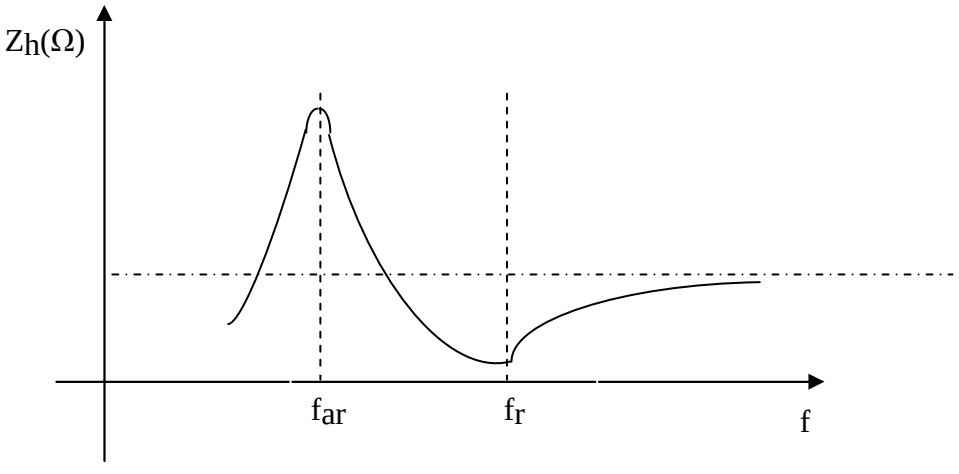


Figure (I.6) : Impédance du réseau avec filtre passif amorti

donc malgré leur capacité à compenser des harmoniques, les filtres passifs présentent certains inconvénients qui mettent en cause leur rôle dans un réseau électrique. En effet, ils sont sélectifs, forment un circuit résonant avec l'impédance variable du réseau ce qui provoque l'amplification des harmoniques aux fréquences voisines, et comme ils doivent être à large bande non seulement leur réalisation est délicate mais ils favorisent l'augmentation des pertes, de leur puissance, du volume et du coût.

I.6.2. Solutions de dépollution modernes

L'avènement de l'électronique de puissance et l'apparition de nouveaux semi conducteurs de puissance tel que MOSCT, MOSFET, IGBT, a fait que de nouvelles méthodes de dépollution des harmoniques viennent remplacer les méthodes traditionnelles. En effet, pour pallier au problème de la pollution des réseaux électriques et de la fourniture d'une bonne qualité d'énergie aux consommateurs devenant de plus en plus préoccupant ces dernières années, les filtres actifs semblent une alternative intéressante que ce soit pour les fournisseurs ou les consommateurs car ils peuvent s'adapter simultanément aux évolutions du réseau électrique et de la charge non linéaire.

La vocation d'un filtre actif est de compenser en temps réel tout ou une partie des courants harmoniques et/ou la puissance réactive d'un ensemble de charges polluantes **[2]**, et/ou des tensions harmoniques du réseau électrique.

Un filtre actif se compose d'un élément de stockage, d'un convertisseur de puissance (onduleur de tension ou onduleur de courant), d'un filtre d'entrée et d'un bloc de commande comme le montre la figure (I.7) :

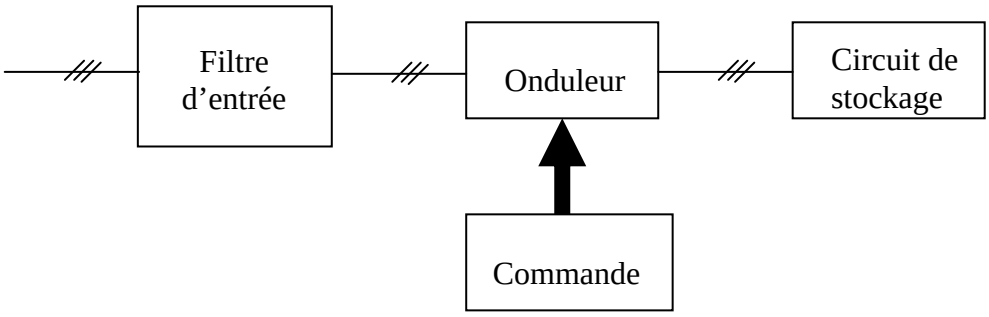


Figure (I.7) : Eléments constitutifs d'un filtre actif

Le filtre actif peut être à structure tension ou à structure courant selon qu'il soit construit d'un onduleur de tension ou d'un commutateur de courant.

I.6.2.1. Filtre actif à structure tension

Le schéma de principe d'un filtre actif raccordé au réseau est représenté par la figure (I.8) :

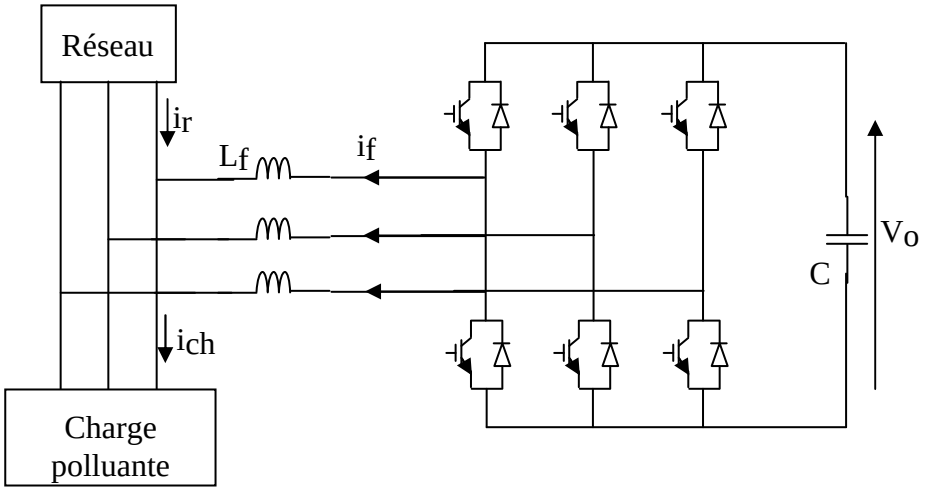


Figure (I.8) : filtre actif à structure tension

Le condensateur de capacité C joue le rôle d'une source de tension continue V_o quasi-constante, l'inductance L_f joue le rôle d'un filtre de raccordement entre l'onduleur et le réseau.

L'onduleur est composé d'interrupteurs constitués de semi conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, IGCT) avec une diode en antiparallèle, ce qui permet d'avoir des courants bidirectionnels d'où la réversibilité de la puissance active. Quant à la puissance réactive, son contrôle est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental du courant du réseau **[10]**.

I.6.2.2. Filtre actif à structure courant

Le schéma de principe d'un filtre actif à structure courant est donné par la figure (I.9).

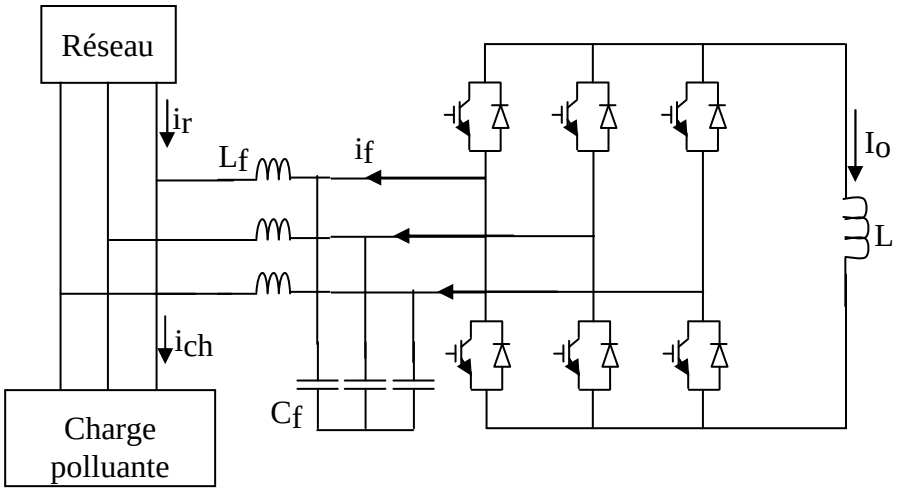


Figure (I.9) : filtre actif à structure courant

Dans cette structure l'inductance L joue le rôle d'une source de courant continu I_O maintenu constant, le filtre de raccordement entre l'onduleur et le réseau est un filtre LC. Les interrupteurs de l'onduleur sont unidirectionnels en courant, ils sont constitués de semi conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture. Dans le cas d'un onduleur à IGBT une diode en série permet de tenir une tension inverse.

I.6.2.3. Différents types de filtres actifs

Selon le mode de raccordement du filtre actif au réseau électrique, on distingue plusieurs types de filtres actifs à savoir les filtres actifs parallèles, séries, combinés (parallèle – série) et hybrides (filtre actif – filtre passe bas).

- **Filtre actif parallèle**

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau électrique est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [5], son rôle est d'empêcher les courants (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produits par les charges polluantes de circuler à travers l'impédance du réseau en les compensant par des courants de mêmes amplitudes et de phases opposées.

La structure d'un filtre actif parallèle est représentée par figure(I.10) :

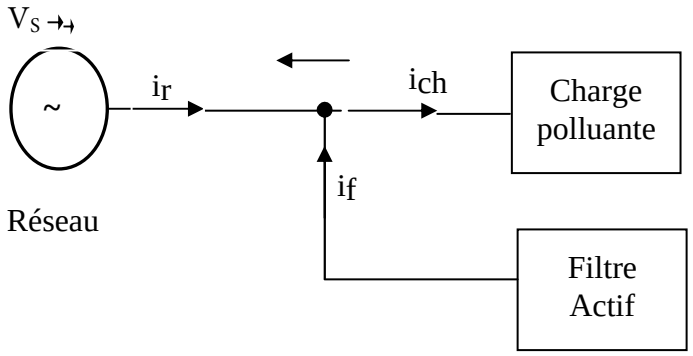
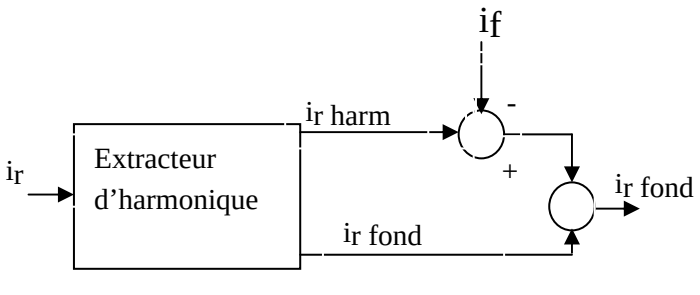
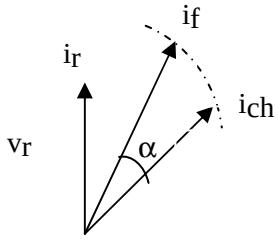


Figure (I.10) : Filtre actif en structure parallèle

Le principe de compensation harmonique par un filtre actif parallèle est représenté par la figure (I.11).



a) Compensation des harmoniques



b) Compensateur de l'énergie réactive

Figure (I.11) : Principe du compensateur parallèle

- **Filtre actif série**

Un filtre actif connecté en série sur le réseau électrique est représenté par la figure (I.12), son rôle consiste à introduire une tension en série sur la ligne de manière à contrôler la tension réseau et s'opposer aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre harmonique) venant de la source, et celles provoquées par la circulation des courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de la ligne.

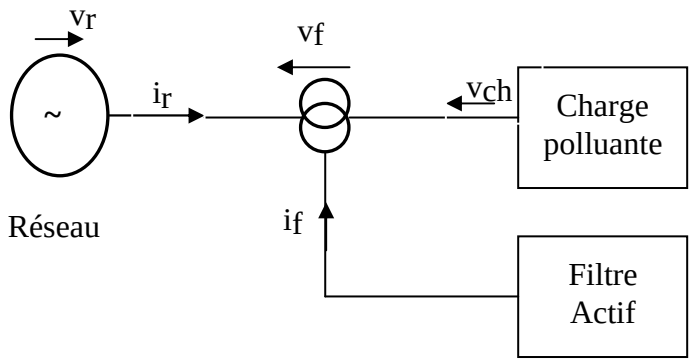
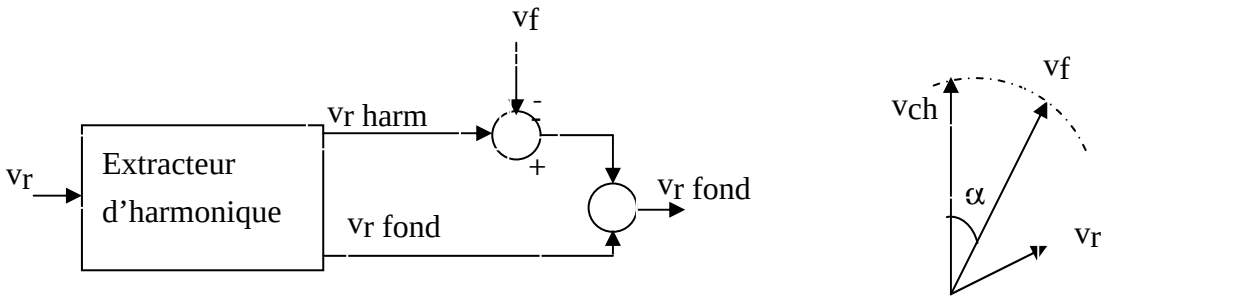


Figure (I.12) : Filtre actif en structure série

Le principe de compensation harmonique par un filtre actif série est représenté par la figure (I.13).



a) Compensation des harmoniques *b) Compensateur de l'énergie réactive*

Figure (I.13) : Principe du compensateur série

- **Filtre actif série parallèle**

Le filtre actif résultant de la combinaison des filtres actifs série et parallèle est aussi appelé déphaseur régulateur universel ou UPQC (Unified Power Quality Conditioner). Comme le montre le système de la figure (I.14), ce type de filtre contient deux onduleurs : l'un connecté en série sur le réseau en assurant ainsi une tension réseau sinusoïdale, l'autre connecté en parallèle afin de maintenir le courant du réseau sinusoïdal.

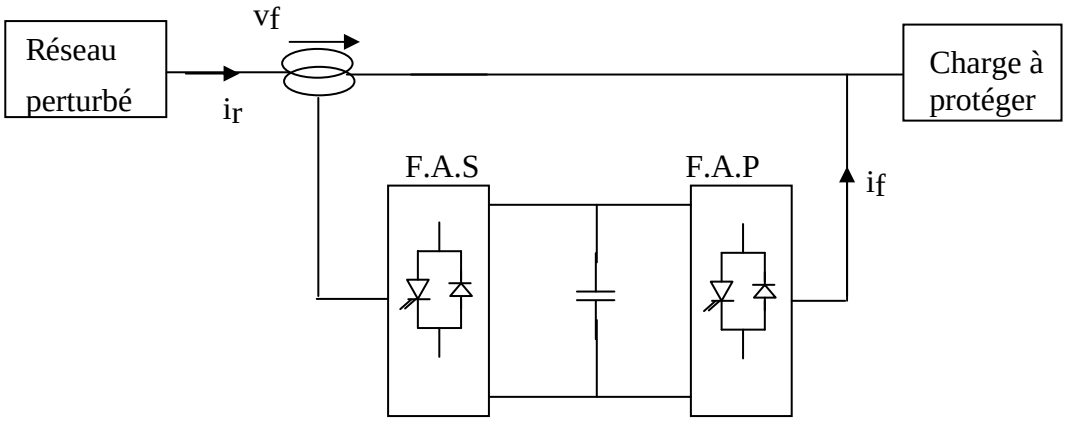


Figure (I.14) : Schéma de l'UPQC

Ce type de filtre rassemble les avantages des deux filtres actifs série et parallèle, toutefois sa commande revêt un niveau de complexité élevé**[5]**.

- **Filtre actif hybride**

  Le filtre hybride résulte de l'association d'un filtre actif et d'un filtre

passif, cette structure permet de réduire le coût du filtre actif en réduisant sa dimension, et d'optimiser ses performances grâce aux éléments passifs qui réduisent considérablement la puissance du convertisseur du filtre actif. En effet, les filtres passif et actif partagent les taches : le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques tandis que le filtre actif s'occupe de maintenir les performances du filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau **[3]**. Les filtres hybrides les plus étudiés sont : **[3]**, **[5]**, **[11]**

Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.
Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.
Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

Le filtre actif série avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif série est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les faire passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure (I.15) :

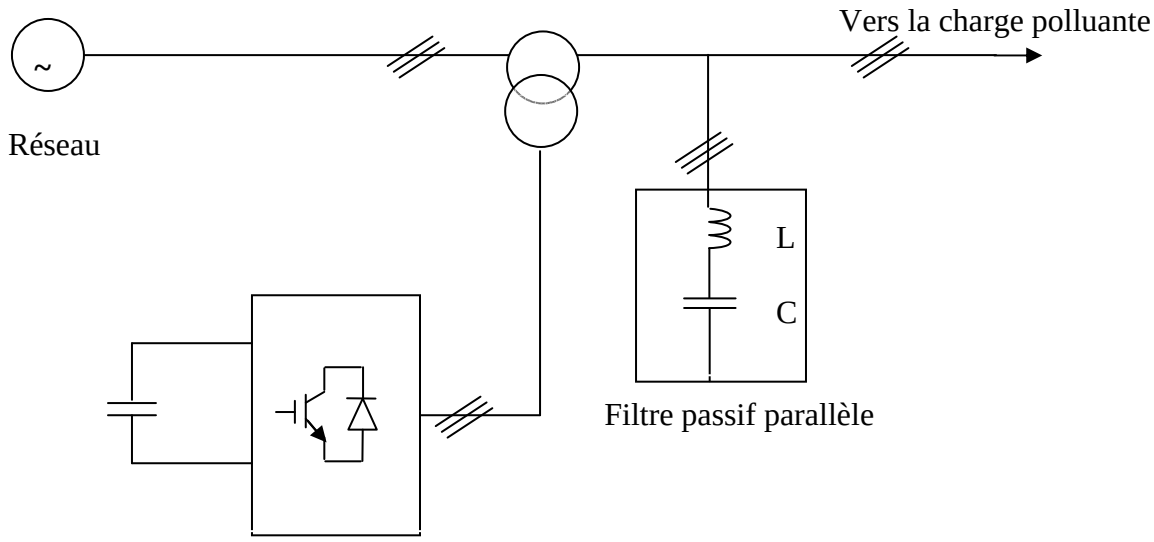


Figure (I.15) : Filtre actif série et filtre passif parallèle

Le filtre actif série connecté en série avec un filtre passif

Le principe de fonctionnement de ce filtre est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore les dimensions du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est protégé contre un éventuel court-circuit de la charge **[10]**.

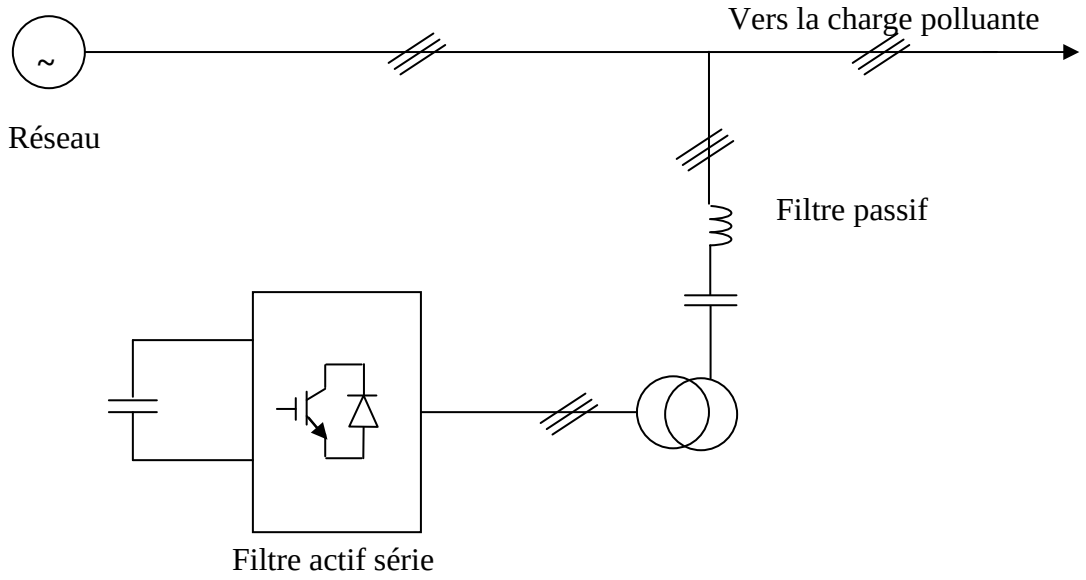


Figure (I.16) : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Dans ce cas les éléments du filtre passif sont accordés sur une fréquence élevée afin de compenser les courants harmoniques de rang élevé tandis que le filtre actif s'occupe des harmoniques de basses fréquences**[3]**, **[11]**. Ce type de filtre a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance **[5]**.

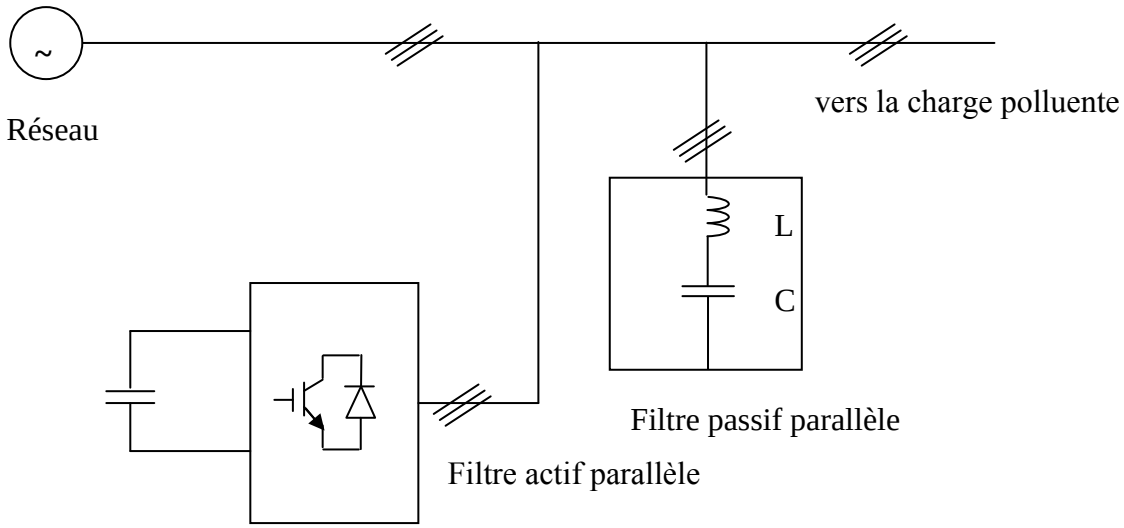


Figure (I.17) : Filtre actif parallèle et filtre passif parallele

I.7. Comparaison des différents filtrages

Le tableau (I.6) montre un récapitulatif des avantages et inconvénients du filtrage passif, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et du filtrage actif parallèle-série.

Tableau (I.6) : Avantages et inconvénients du filtrage passif

Principes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	Amélioration de la forme du courant	Risque de résonance, pas d'adaptabilité, encombrant.
Filtrage actif parallèle	Amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de la charge et du réseau	Amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente.
Filtrage actif série	Amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de la charge et du réseau	Pas d'amélioration de la forme du courant.
La combinaison parallèle- série actifs	Amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	Réalisation difficile.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques. Ensuite nous avons vu les réglementations imposées aux utilisateurs, tertiaires et domestiques afin de limiter la prolifération des harmoniques dans le réseau électrique. Et à la fin pour répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes différentes solutions de dépollution sont proposées.

En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie plutôt portée sur la compensation des harmoniques de courant, et les bonnes performances obtenues par le filtre actif parallèle, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques dans la suite de ce mémoire.

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

CHAPITRE II : TOPOLOGIES DES FILTRES ACTIFES PARALLELES À STRUCTURE TENSION

II.1. Introduction

Outre les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les pointes provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques et internes spécifiques à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charges linéaires et non linéaires. En effet, ces charges non linéaires qui sont constitués à base de semi-conducteurs de puissance absorbent des courants harmoniques et une puissance réactive, ce qui dégrade considérablement la qualité de l'énergie électrique et les performances des réseaux de distribution.

Pour réduire les effets des courants harmoniques et de la puissance réactive absorbés par la charge non linéaire, le filtre actif parallèle s'avère une alternative séduisante. Le principe du filtre actif parallèle est d'injecter dans le réseau un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui engendré par la charge, et une composante réactive du courant similaire à celle absorbée par les composants électroniques de la charge non linéaire, afin de maintenir le courant de ligne sinusoïdal et compenser la puissance réactive absorbée.

Cette partie est consacrée à une étude plus détaillée du filtre actif parallèle, de sa structure, afin d'atteindre l'objectif essentiel qui est d'améliorer ces performances de compensation lorsque les conditions de fonctionnement du réseau électrique sont sévères.

II.2 Topologies de FAPs à structure tension reliés à un réseau électrique à trois fils

La partie puissance d'un FAP à structure tension, comme on peut le voir sur la figure II-1, est constituée par :

- un onduleur de tension à base de semi-conducteurs de puissance, commandables à l'ouverture et à la fermeture (IGBT, MOSFET, …) et comportant pour chacun d'entre eux une diode en antiparallèle ;
- un circuit capacitif de stockage de l'énergie;
- un filtre de sortie.

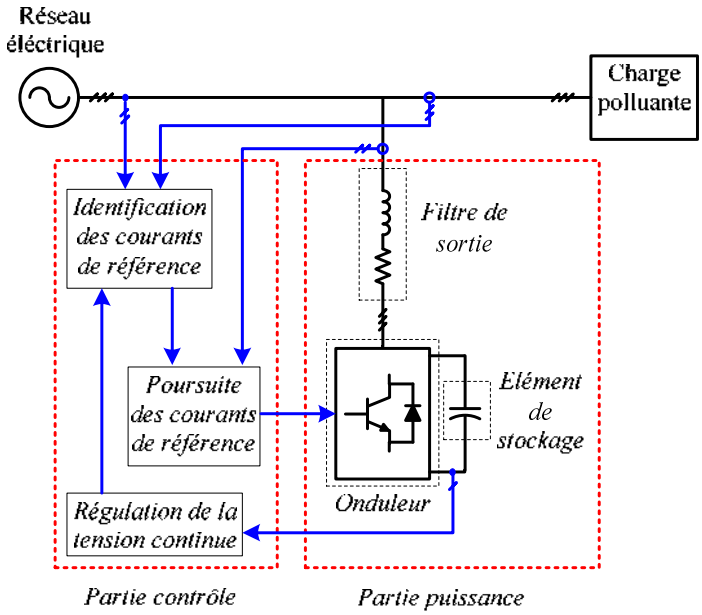


Figure II.1. Structure générale d'un FAP à structure tension.

II. 2.1. Onduleur de tension

Dans le cas d'un réseau triphasé à trois fils, il existe deux topologies d'onduleurs à structure tension : l'onduleur à trois bras et l'onduleur à deux bras avec condensateurs à point milieu [12].

II. 2.1.1. Onduleur de tension à trois bras

II. 2.1.1.1 structure génerale

La figure II-2 présente un onduleur de tension à trois bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils. Chaque bras de l'onduleur comporte deux

interrupteurs bidirectionnels en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Le stockage de l'énergie côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} ayant à ses bornes une tension notée v_{dc}, régulée à une valeur positive. Ce condensateur joue le rôle d'une source de tension continue.

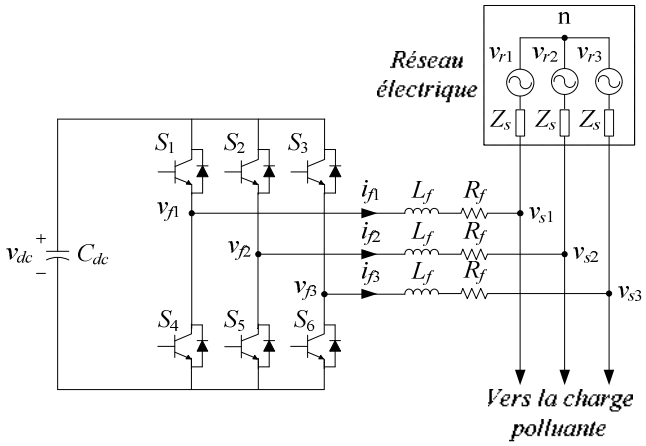


Figure II.2. Onduleur de tension à trois bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.

II.2.1.1.2 Tension de sortie de l'onduleur

Les deux semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire; laconduction de l'un implique alors que l'autre soit bloqué. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure II-2 dépendent de l'état des signaux de commande (δ_1, δ_2, δ_3), comme défini ci-dessous :

$$\delta_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_1 \text{ ouvert et } S_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{(II.1a)}$$

$$\delta_2 = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & S_2 \text{ ouvert et } S_5 \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{(II.1b)}$$

$$\delta_3 = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & S_3 \text{ ouvert et } S_6 \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{(II.1c)}$$

Les tensions de ligne, imposées par l'onduleur, sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} - v_{f2} \\ v_{f2} - v_{f3} \\ v_{f3} - v_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \delta_2 \\ \delta_2 - \delta_3 \\ \delta_3 - \delta_1 \end{bmatrix} v_{dc} \quad \text{(II.2)}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, notées v_{fk} avec (k = {1, 2, 3}), sont référencées par rapport au neutre du réseau et vérifient les équations suivantes :

$$v_{fk} = v_{sk} + L_f \frac{di_{fk}}{dt} + R_f i_{fk} \tag{II.3}$$

Les tensions du réseau étant supposées équilibrées et sachant que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \tag{II.4}$$

Nous pouvons donc déduire des équations (II.3) et (II.4) la relation suivante :

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \tag{II.5}$$

A partir des équations (II.2) et (II.5), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\delta_1 & -\delta_2 & -\delta_3 \\ -\delta_1 & 2\delta_2 & -\delta_3 \\ -\delta_1 & -\delta_2 & 2\delta_3 \end{bmatrix} \frac{v_{dc}}{3} \tag{II.6}$$

Puisque les grandeurs δ_1, δ_2 et δ_3 peuvent prendre chacune deux valeurs (0 ou 1), il en résulte huit commandes possibles, présentées dans le tableau II-1. Dans ce tableau, $\overline{V}_f$ est la représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur (v_{f1}, v_{f2} et v_{f3}) dans le repère orthogonal $\alpha\beta$. La figure II-3 représente ce vecteur dans le repère $\alpha\beta$. Les commutations imposent le passage du vecteur $\overline{V}_f$ d'une position à l'autre. A la figure II-3, V_{ref} représente le vecteur tension de référence que doit produire l'onduleur afin de générer en opposition de phase les courants harmoniques absorbés par la charge polluante. L'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces dernières reste à l'intérieur de l'hexagone tracé à la figure II-3. Les tensions fournies par l'onduleur génèrent, selon l'équation (II.3), les courants de sortie du FAP.

Tableau II-1 Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras.

m	δ_1	δ_2	δ_3	v_{f1}	v_{f2}	v_{f3}	$\overline{V}_f(m)$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$
2	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
4	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
5	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
6	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{-j\pi}$
7	1	1	1	0	0	0	0

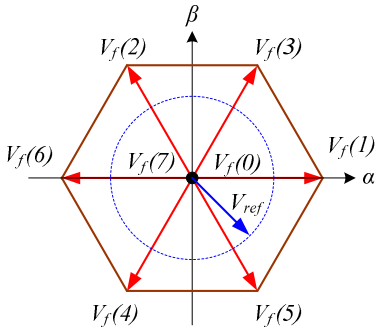


Figure II.3. Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de tension à trois bras.

II.2.1.2. Onduleur de tension à deux bras

II.2.1.2.1. Structure générale

La seconde topologie d'onduleur qui peut être utilisée dans un FAP à structure tension est l'onduleur de tension à deux bras. La figure II-4 présente le schéma de principe de cette topologie. Les deux différences par rapport à la topologie trois bras précédente sont les suivantes :

- L'oonduleur est constitué de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant formant les deux bras. Ces composants sont également des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture, comportant chacun une diode en anti-parallèle.

- Le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés par leur point milieu à la troisième phase du réseau électrique. Chacune des deux capacités C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes, $v_{dc}/2$, est également régulée à une valeur de consigne positive.

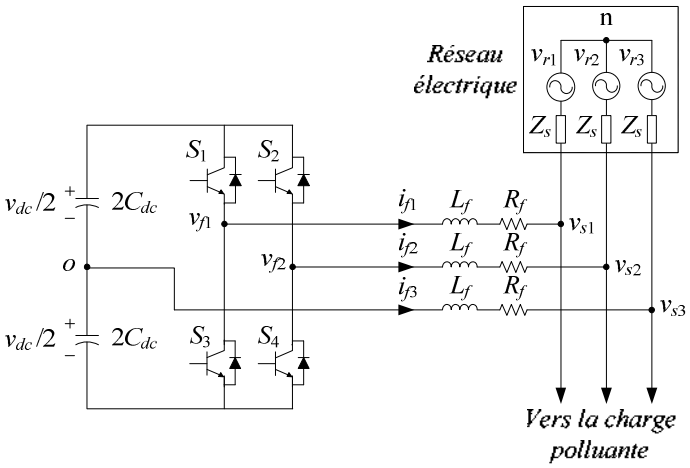


Figure II.4. Onduleur de tension à deux bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.

II.2.1.2.2. Tension fournie par l'onduleur

Pour cette topologie, les signaux de commande (δ_1, δ_2) sont ainsi définis :

$$\delta_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \\ 0 & S_1 \text{ ouvert et } S_3 \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{(II.7a)}$$

$$\delta_2 = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_2 \text{ ouvert et } S_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{(II.7b)}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, référencées par rapport au neutre du réseau, sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{f1} = v_{f1o} + v_{on} \\ v_{f2} = v_{f2o} + v_{on} \\ v_{f3} = v_{on} \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

Où :

$$\begin{bmatrix} v_{f1o} \\ v_{f2o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\delta_1 - 1 \\ 2\delta_2 - 1 \end{bmatrix} \frac{v_{dc}}{2} \quad \text{(II.9)}$$

En sommant les trois équations de (II.8) et en tenant compte des équations (II.4), nous obtenons :

$$v_{on} = -\frac{v_{f1o} + v_{f2o}}{3} \tag{II.10}$$

En substituant l'expression (II.10) dans (II.8), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{f1o} \\ v_{f2o} \end{bmatrix} \tag{II.11}$$

Puisque les variables δ_1 et δ_2 prennent chacune deux valeurs, nous distinguons pour cette topologie quatre commandes possibles, présentées dans le tableau II-2 [12]

Les tensions v_{f1}, v_{f2} et v_{f3} génèrent selon l'équation (II.3) les courants de sortie du filtre actif. Ces tensions peuvent également être représentées sous la forme d'un vecteur $\overline{V}_f$ selon les axes $\alpha\beta$. Les quatre vecteurs tensions correspondantes aux quatre possibilités de commande sont illustrées à la figure II-5. Ici encore, l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le module du vecteur $\overline{V}_{ref}$ reste inférieur à celui du vecteur de tension $\overline{V}_f(m)$.

Tableau II-2 Tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras.

m	δ_1	δ_2	v_{f1}	v_{f2}	v_{f3}	$\overline{V}_f(m)$
0	0	0	$-v_{dc}/6$	$-v_{dc}/6$	$v_{dc}/3$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
1	1	0	$v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{6}}$
2	0	1	$-v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	0	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	$v_{dc}/6$	$v_{dc}/6$	$-v_{dc}/3$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} e^{j\frac{\pi}{3}}$

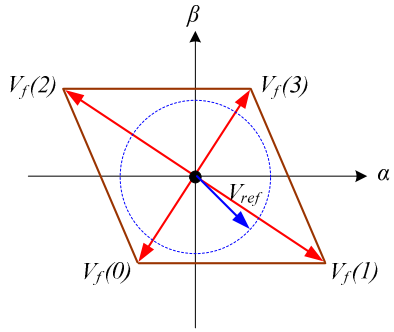


Figure II.5. Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras.

II.2.1.3. Comparaison entre les deux topologies de FAP

En négligeant les résistances R_f du filtre de sortie, nous pouvons écrire à partir de l'équation (II.3) la relation suivante caractérisant le courant i_{fk} du filtre actif (k = {1, 2, 3}):

$$L_f \frac{di_{fk}}{dt} = v_{fk} - v_{sk} \qquad \text{(II.12)}$$

Notons Δi_{fk} la différence entre le courant de référence et le courant mesuré :

$$\Delta i_{fk} = i_{refk} - i_{fk} \qquad \text{(II.13)}$$

A partir des équations (II.12) et (II.13), nous obtenons l'expression suivante :

$$L_f \frac{d\Delta i_{fk}}{dt} = (v_{sk} + L_f \frac{di_{refk}}{dt}) - v_{fk} \qquad \text{(II.14)}$$

Le terme entre parenthèse dans l'équation (II.14) peut être défini comme une tension de référence (notée ici v_{refk}), ce qui conduit à l'expression suivante :

$$v_{refk} = v_{sk} + L_f \frac{di_{refk}}{dt} \qquad \text{(II.15)}$$

Comme cela a été mentionné précédemment, pour satisfaire la condition de commandabilité de l'onduleur, il faut que le module du vecteur $\overline{V}_{ref}$ reste inférieur à celui du vecteur de tension $\overline{V}_f(m)$.

Dans le cas de la topologie à trois bras, il faut donc que :

$$\sqrt{2/3} v_{dc} \geq Mod(\overline{V}_{ref}) \qquad \text{(II.16)}$$

Où $Mod(\overline{V}_{ref})$ est le module du vecteur $\overline{V}_{ref}$.

A partir de la relation (II.16), nous déduisons la tension minimale côté continu permettant de garantir la commandabilité de l'onduleur pour la topologie à trois bras :

$$(v_{dc-\min})_{\text{trois bras}} = \sqrt{3/2}Mod(\overline{V}_{ref}) \qquad \text{(II.17)}$$

De même, pour satisfaire la condition de commandabilité de l'onduleur à deux bras (voir figure II-5), il faut que :

$$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} \geq Mod(\overline{V}_{ref}) \qquad \text{(II.18)}$$

A partir de la relation (II.18), nous déduisons la tension minimale côté continu permettant de garantir la commandabilité de l'onduleur pour la topologie à deux bras :

$$(v_{dc-\min})_{\text{deux bras}} = \sqrt{6}Mod(\overline{V}_{ref}) \qquad \text{(II.19)}$$

A partir des équations (II.17) et (II.19), nous établissons la relation suivante :

$$\frac{(v_{dc-\min})_{\text{deux bras}}}{(v_{dc-\min})_{\text{trois bras}}} = 2 \qquad \text{(II.20)}$$

Nous obtenons ainsi un rapport théorique de 2 entre les valeurs minimales des tensions v_{dc} pour les deux topologies. Par conséquent, la topologie deux bras requiert des interrupteurs qui supportent une tension deux fois plus importante que dans le cas de la topologie à trois bras.

II.2.2. Système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie est réalisé côté continu à l'aide d'un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur C_{dc} jouant le rôle d'une source de tension continue. Le choix des paramètres du système de stockage ($v_{dc\text{-}ref}$ et C_{dc}) a une influence directe sur la dynamique du FAP et sur ses performances de compensation. D'une part, une tension $v_{dc\text{-}ref}$ élevée améliore la dynamique du FAP. D'autre part, les ondulations de la tension continue v_{dc}, causées par les courants engendrés par le FAP et limitées par le choix de la valeur de C_{dc}, peuvent dégrader la qualité de compensation du FAP. Une valeur élevée de C_{dc} réduit les ondulations de v_{dc} mais augmente le coût et la taille du FAP [13].

Sachant que l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la marge de commandabilité du FAP et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue v_{dc} doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité de l'onduleur.

La tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. La principale cause susceptible de la modifier sont les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice $\tilde{p}$ et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc}. La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée (V_{dcref}).Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel .

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}\, c_{dc}\, .V_{dc}^2\right) \qquad \text{(II.21)}$$

Notons que la relation (II-21) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence V_{dcref}, elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$p_c = c_{\mathrm{dc}}.V_{dcref}\frac{d}{dt}(\,V_{dc})$$

$$\Rightarrow V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{V_{dcref}\, c_{dc}\, s} \qquad \text{(II.22)}$$

A partir de la relation (II-22), et en prenant en compte le régulateur proportionnel (K_c), la boucle de régulation de la tension continue ,

Le choix du paramètre K_c aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal [16;19;22].

II.2.3. Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné afin de satisfaire à deux critères :

- *assurer la dynamique en courant, définie par :*

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} \tag{II.23}$$

- *empêcher la propagation sur le réseau électrique des harmoniques générés par les commutations.*

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature [13]. Il est composé d'une inductance L_f comportant une résistance interne R_f. Une valeur relativement faible de L_f permet d'obtenir une bonne dynamique du FAP en satisfaisant l'égalité (II.21). Cependant, une faible valeur de L_f permet à la majorité des harmoniques, induits par les commutations, de passer du côté réseau et d'affecter ainsi les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de L_f empêche ces harmoniques de se propager sur le réseau électrique mais nécessite une tension v_{dc} plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif. Pour limiter la propagation de ces harmoniques, un filtre passif auxiliaire peut être ajouté à la sortie de l'onduleur ou en amont (côté réseau) pour absorber ces harmoniques liés au découpage [13] et [14].

II.3 Conclusion

Finalement, nous avons pu présenter et définir, dans ce chapitre, la plupart des éléments constituant la structure générale du filtre actif parallèle. Cette structure se partage en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle-commande. dans la troisième chapitre on exprimera les critères qui nous guide dans le choix de chacun des éléments des parties concernées. Ainsi, nous pourra fixer le choix des éléments de la partie contrôle-commande, tels que la méthode d'identification des courants perturbés, la commande de l'onduleur et la régulation de la tension continue, de même que ceux de la partie puissance, comme l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie.

CHAPITRE III : STRATEGIES DE COMMANDES DES FILTRES ACTIFES PARALLELES À STRUCTURE TENSION

III.1 Introduction

Un système d'électronique de puissance est un ensemble de conversion d'énergie qui contient les organes suivants :

- Source d'énergie
- Convertisseur statique
- Charge réceptrice.
- Dispositif de commande du convertisseur.

L'étude analytique de ce système est difficile , pour un point de fonctionnement donné,qu'avec des hypothèses simplificatrices importantes. C'est pour cette raison que la simulation numérique est devenue l'outil indispensable de l'étude de ces systèmes

Dans ce chapitre on se propose d'étudier la simulation de l'ensemble réseau, redresseur, filtre actif sous l'environnement Matlab Simulink avec lequel on met

au point deux programmes de simulation. On donne ensuite les résultats de simulations obtenus. Finalement, pour compléter cette simulation, un cas particulier de charge polluante sera également traité

III.2. Contrôle du FAP

La partie contrôle d'un FAP réalise trois fonctions principales :

- *l'identification des courants de référence,*
- *la poursuite des courants de référence,*
- *la régulation de la tension continue.*

III. 2.1. Identification des courants de référence

III.2.1.1. Généralités sur les méthodes d'identification

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. Elles peuvent être regroupées selon deux approches :

- *Identification dans le domaine fréquentiel*

Ce type d'approche utilise la transformée de Fourier rapide, pour extraire les harmoniques du courant de charge. Cette méthode est particulièrement adaptée aux charges dont le contenu harmonique varie lentement. Elle présente également l'avantage de sélectionner chaque harmonique individuellement et permet ainsi de ne compenser que les courants harmoniques prépondérants. Cependant, cette méthode nécessite des calculs lourds afin d'identifier ces courants harmoniques. Pour cette raison, les méthodes fréquentielles ne sont pas utilisées en pratique car la charge polluante peut généralement varier rapidement au cours du temps.

- *Identification dans le domaine temporel*

De nobreuses méthodes d'identification des courants de référence dans le domaine temporel ont été publiées dans la littérature scientifique . Les plus significatives feront l'objet des paragraphes suivants.

III.2.1.2. Méthode des puissances active et réactive instantanées

La méthode des puissances active et réactive instantanées (couramment notée méthode *pq*) a été initialement développée par Akagi [15], et exploite la transformation de Concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances active et réactive instantanées. La composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. En éliminant la composante continue de la puissance active instantanée (correspondant à la composante fondamentale du courant de la charge) à l'aide d'un simple filtre passe-bas (FPB), les composants harmoniques peuvent être identifiés. Le principe de cette méthode classique est maintenant succinctement décrit.

Soient respectivement les tensions simples d'un réseau triphasé sans homopolaire (connecté à une charge polluante) et les trois courants de charge, notés v_s1, v_s2, v_s3 *et* i_c1, i_c2, i_c3. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature :

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

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

La puissance active instantanée p et la puissance réactive instantanée q sont définies par :

$$\begin{bmatrix} p \\ -q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(III.3)}$$

Les puissances active et réactive instantanées peuvent s'écrire comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{(III.4)}$$

Avec $\bar{p}$ et $\bar{q}$ les composantes continues de p et q, et $\tilde{p}$ et $\tilde{q}$ les composantes alternatives de p et q.

A partir de l'équation (III.3), nous pouvons déduire les expressions des composantes du courant de charge selon les axes $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ -q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ -q \end{bmatrix} \quad \text{(III.5)}$$

En remplaçant (III.4) dans (III.5), ces courants s'expriment selon les axes $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ -\bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{(III.6)}$$

Suivant la fonction que nous souhaitons donner au FAP, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux. Si nous voulons par exemple compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive, nous éliminons alors la composante continue de p à l'aide d'un simple FPB. Dans ce cas et après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance active p_C nécessaire à la régulation de la tension continue v_{dc} , les courants de référence, notés i$ref\alpha$ et i$ref\beta$, *s'expriment*

selon les axes $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ -q \end{bmatrix} \qquad \text{(III.7)}$$

Enfin, il est aisé d'obtenir les courants de référence selon les axes *abc* par la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.8)}$$

La figure III-1 illustre l'identification des courants de référence lors de la compensation simultanée des courants harmoniques et de l'énergie réactive par la méthode des puissances instantanées. La régulation de la tension continue v_{dc}

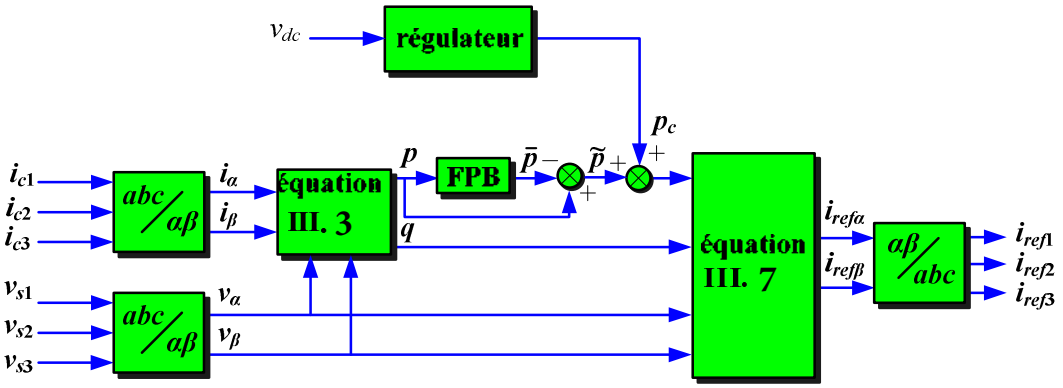


Figure III.1. Génération des courants de référence par la méthode des puissances instantanées.

III.2.2. Poursuite des courants de référence

La finalité de la commande d'un FAP est de contrôler les courants de sortie du FAP afin qu'ils suivent au plus près leurs références. Le principe de cette poursuite est basé sur la comparaison entre le courant i_{fk} généré par le FAP et le courant de référence, i_{refk}, afin d'en déduire les ordres de commande des interrupteurs de puissance.

Les deux principales familles de contrôleurs sont les suivantes :

- *contrôle par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI);*
- *contrôle par hystérésis.*

III.2.2.1. Contrôle des courants par MLI

Ce type de contrôle de courant peut être réalisé selon différentes techniques, à savoir : *MLI à porteuse, MLI à élimination (ou minimisation) d'harmoniques* et *MLI vectorielle* . Le contrôle par *MLI à porteuse* peut être à *MLI naturelle*, à *MLI régulière symétrique*, à *MLI régulière asymétrique* ou à *MLI aléatoire*. La *MLI naturelle* est une méthode simple et fréquemment utilisée . Elle consiste à comparer, à chaque instant, le courant de référence avec un signal triangulaire appelé porteuse. La fréquence de ce signal doit être élevée devant celle de la référence et son amplitude supérieure à celle de la référence (figure III-2). Chaque intersection entre ces deux signaux donne lieu à une commutation (figure III-3).

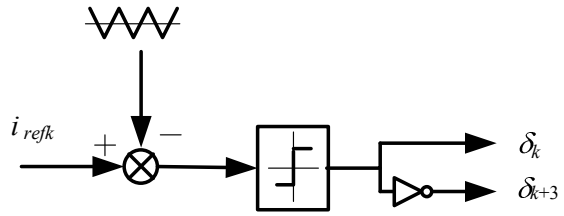


Figure III.2. Principe de contrôle du courant par *MLI naturelle* (sans régulateur).

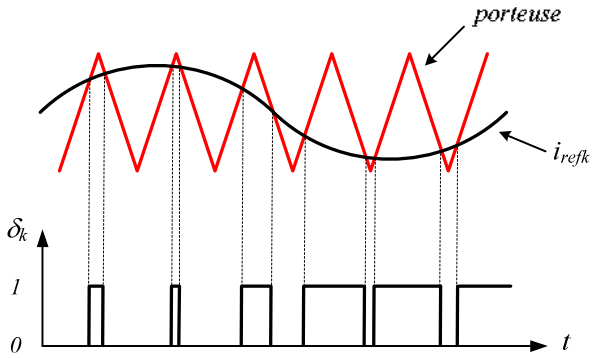


Figure III.3. Commande des interrupteurs par *MLI naturelle*.

Cette méthode impose une fréquence de commutation fixée et connue. Ainsi, la répartition spectrale de l'énergie est bien localisée. Le choix du rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la référence est important dans le cas d'une référence périodique symétrique. En effet, dans le cas d'une référence sinusoïdale, le rapport des deux fréquences doit être un entier pour que la porteuse soit synchrone avec la référence. De plus, cet entier doit être de préférence impair pour garder la symétrie de la référence. Ce rapport doit dans tous les cas être suffisamment élevé pour assurer la rapidité des commutations, nécessaire à une bonne recopie de la référence.

Afin de pouvoir corriger l'erreur entre le courant de référence et le courant fourni par l'onduleur, une boucle externe de régulation peut être utilisée dans ce type de contrôleur de courant. Dans ce cas, un régulateur détermine, à partir de la différence entre le courant réel et sa référence, la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Ensuite, la modulatrice est comparée avec la porteuse et la sortie du comparateur établit les ordres de commutation des interrupteurs de l'onduleur (figure III-4).

la tension de référence v_{refk} est composée de deux termes. Le premier terme représente la tension du réseau v_{sk} directement mesurable et le second terme est égal à la chute de tension aux bornes de l'inductance L_f. Ce second terme correspond à la sortie du régulateur de courant, comme le montre la figure III-4.

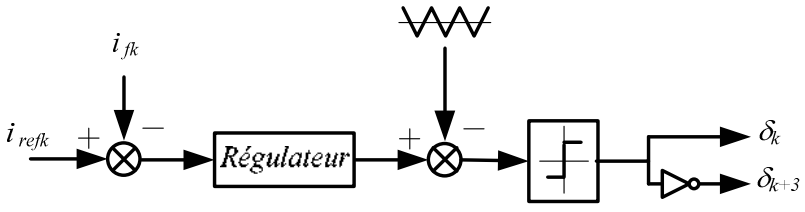


Figure III.4. Principe de contrôle du courant par *MLI* avec régulateur.

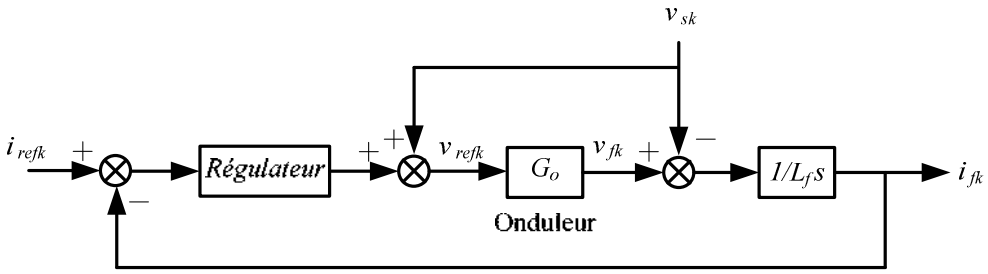


Figure III.5. Schéma de la régulation des courants du FAP par *MLI*.

A la figure III-5, pour simplifier l'onduleur de tension à commande *MLI* n'est modélisé que par un simple gain ; négligeant tout retard qui aboutirait à un premier ordre:

$$G_o = \frac{V_{dc}}{2V_p} \tag{III.9}$$

Avec V_{dc} la tension moyenne côté continu de l'onduleur et Vp l'amplitude de la porteuse triangulaire. Pour que la tension de sortie de l'onduleur, notée v_{fk}, soit égale à la référence v_{refk}, l'amplitude de la porteuse V_p est choisie égale $V_{dc}/2$ et ainsi G_o égal à 1. Dans ce cas, le schéma simplifié de la régulation est représenté à la figure III-6.

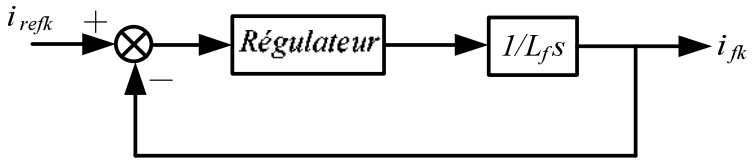


Figure III.6 Schéma simplifié de la régulation des courants du FAP par *MLI*.

Le régulateur le plus couramment employé est indéniablement le régulateur proportionnel intégral (PI). Il est en effet l'un des plus simples à mettre en œuvre numériquement et à régler. On le retrouve dans un grand nombre de publications . Il est composé de deux gains et d'une intégrale, d'où sa fonction de transfert $C(s)$:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{III.10}$$

Ce type de régulateur est simple mais donne des performances limitées. En effet, le choix des deux gains peut se faire suivant différentes méthodes, mais dépend généralement de la connaissance du système à commander. Or, on ne dispose pas toujours du modèle du système et encore plus rarement d'un modèle précis. De plus, en cas de charge variable, il faudrait ajouter une commande adaptative complexe. Enfin, avec ce type de régulateur, comme pour toutes les

régulations dites linéaires (PID, RST, etc...), un déphasage existe entre le signal d'entrée et le signal de sortie de la boucle de régulation (pour une référence sinusoïdale) . Ce déphasage augmente avec la fréquence et génère une erreur de poursuite en régime permanent. Cette erreur peut dégrader la qualité de compensation du FAP car les courants de référence peuvent contenir des fréquences de tous rangs.

III 2.2.2. Contrôle des courants par hystérésis

- Ce type de contrôle non linéaire utilise le signal d'erreur entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur (voir la figure III-19). L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis (Bh). Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un nouvel ordre de commande est envoyé aux semi-conducteurs de manière à maintenir le courant réel à l'intérieur de la bande. Nous détaillerons davantage cette méthode qui est à la base du contrôle par "hystérésis modulée", développé à la section suivante.

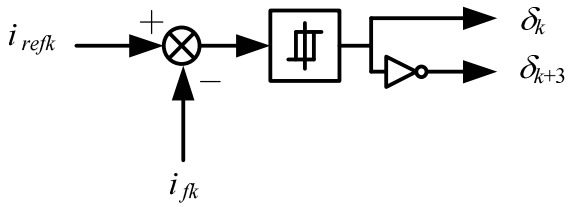


Figure III.7. Principe du contrôle par hystérésis.

Le seul paramètre intervenant dans la régulation est la largeur de la bande d'hystérésis. Elle détermine, d'une part la fréquence moyenne de commutation et d'autre part l'erreur sur les courants générés. Le contrôle du courant par hystérésis est simple à mettre en œuvre et donne de bons résultats en régulation puisqu'on n'a ni erreur statique, ni erreur de poursuite. La commande est robuste vis à vis des paramètres du système et présente de bonnes dynamiques en régime transitoire. La bande permet de limiter l'amplitude des oscillations du courant de sortie. Cependant, la fréquence de commutation obtenue est variable, ce qui permet certes d'étaler le spectre du signal de sortie, mais sans aucun contrôle de ce dernier. En effet, lors de perturbations ou de variations de la référence, des commutations à fréquences plus élevées peuvent alors être provoquées. La bande est généralement calculée pour limiter cette fréquence sans cependant tenir compte de ce type de problème .

Soit un onduleur triphasé connecté à une charge triphasée *RL*, comme l'illustre la figure III-8

Pour simplifier l'analyse, on suppose que le neutre de la charge est connecté au point milieu de la source continue. Quand l'interrupteur S1 est à l'état passant (S4 est à l'état bloqué), la tension van est positive; ainsi, le courant i1 croît (voir la figure III-9 à partir du point 1). Ensuite, lorsque le courant i1 atteint la bande supérieure au point 2,

l''interrupteur S1 est commandé à l'ouverture. A partir de cet instant, la tension van est négative; ainsi le courant de charge décroît et croise la bande inférieure au point 3. Les équations suivantes peuvent être respectivement écrites dans les intervalles de commutation t1 et t2 :

$$Ri_1^+ + L\frac{di_1^+}{dt} = \frac{v_{dc}}{2} \qquad \text{(III.11)}$$

$$Ri_1^- + L\frac{di_1^-}{dt} = -\frac{v_{dc}}{2} \qquad \text{(III.12)}$$

Avec i_1^+ et i_1^- représentant le courant de la chargel'intervalle considéré, respectivement, t_1 et t_2.

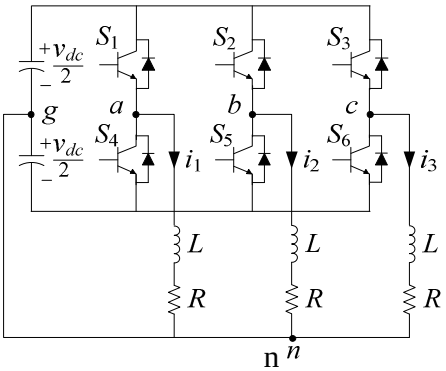


Figure III.8. Onduleur triphasé de tension débitant dans une charge *RL*.

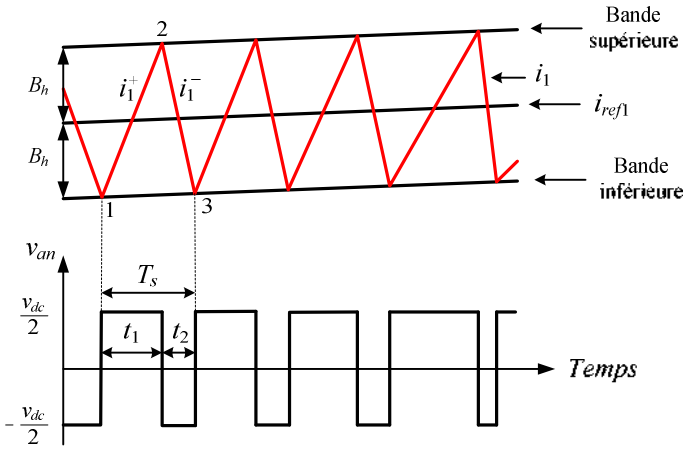


Figure III.9. Le courant et la tension de la phase a générés par la méthode hystérésis.

Considérant la figure III-9, on peut écrire :

$$\frac{di_1^+}{dt}t_1 - \frac{di_{ref1}}{dt}t_1 = 2B_h \quad \text{(III.13)}$$

$$\frac{di_1^-}{dt}t_2 - \frac{di_{ref1}}{dt}t_2 = -2B_h \quad \text{(III.14)}$$

$$t_1 + t_2 = T_s = \frac{1}{f_s} \quad \text{(III.15)}$$

Avec f_s la fréquence de commutation des interrupteurs. A partir des équations (III.13), (III.14) et (III.15), on peut écrire :

$$\frac{di_1}{dt}t_1 + \frac{di_1^-}{dt}t_2 - \frac{1}{f_s}\frac{di_{ref1}}{dt} = 0 \quad \text{(III.16)}$$

En soustrayant (III.13) à (III.14), on obtient :

$$4B_h = \frac{di_1^+}{dt}t_1 - \frac{di_1^-}{dt}t_2 - (t_1 - t_2)\frac{di_{ref1}}{dt} \quad \text{(III.17)}$$

Pour de faibles valeurs de la bande d'hystérésis B_h, les courants i_1^+ et i_1^- peuvent être approximés par i_1 alors que leurs dérivées di_1^+/dt et di_1^-/dt ne peuvent pas être par di_{ref1}/dt. Considérant cette approximation et en combinant les équations (III.11), (III.12) et (III.16), on obtient :

$$\frac{t_1}{L}\left(\frac{v_{dc}}{2} - Ri_1\right) - \frac{t_2}{L}\left(\frac{v_{dc}}{2} + Ri_1\right) - \frac{m}{f_s} = 0 \quad \text{(III.18)}$$

Où m représente la pente du courant de référence, soit $m = \frac{di_{ref1}}{dt}$.

L'équation (III.18) peut être simplifiée comme suit:

$$(t_1 - t_2) = \frac{2L}{v_{dc} f_s}\left(\frac{Ri_1}{L} + m\right) \quad \text{(III.19)}$$

A partir des équations (III.12), (III.13), (III.18) et (III.20), on peut écrire :

$$4B_h = \frac{t_1}{L}\left(\frac{v_{dc}}{2} - Ri_1\right) + \frac{t_2}{L}\left(\frac{v_{dc}}{2} + Ri_1\right) - \frac{2Lm}{v_{dc} f_s}(Ri_1 + m) \quad \text{(III.20)}$$

En utilisant l'équation (III.15) l'équation (III.20) devient :

$$4B_h = \frac{v_{dc}}{2 f_s L} - \frac{Ri_1}{L}(t_1 - t_2) - \frac{2Lm}{v_{dc} f_s}(Ri_1 + m) \qquad \text{(III.21)}$$

En remplaçant l'équation (III.19) dans l'équation (III.21) l'expression suivante peut être établie:

$$4B_h = \frac{v_{dc}}{2 f_s L}\left[1 - \frac{4L^2}{v_{dc}^2}\left(\frac{Ri_1}{L} + m\right)^2\right] \qquad \text{(III.22)}$$

A partir de l'équation (III.22), nous obtenons :

$$f_s = \frac{v_{dc}}{8B_h L}\left[1 - \frac{4L^2}{v_{dc}^2}\left(\frac{Ri_1}{L} + m\right)^2\right] \qquad \text{(III.23)}$$

Selon (III.23), il apparaît que la fréquence de commutation n'est pas fixée lorsque seule la largeur de la bande d'hystérésis est fixée. Pour avoir une fréquence de commutation fixe, la part variable de (III.23) doit être maintenue constante:

$K_h^{\,2}$ avec K_h une constante positive,

soit :

$$\frac{Ri_1}{L} + m = \pm K_h \qquad \text{(III.24)}$$

Afin de résoudre ce probme de maîtrise des fréquences de commutation.

III. 2.3. Régulation de la tension continue

Dans cette section, nous exposons la régulation de la tension continue. Les pertes dans le filtre actif, notamment au niveau des semi-conducteurs et du filtre de sortie, sont les principales causes de variation de v_{dc}. La régulation de cette tension s'effectue en ajoutant à la puissance $p^{\sim}$ une consigne de puissance notée p_C, , afin de compenser les pertes.

En régime permanent, les courants de référence ne contiennent pas de composante fondamentale et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple régulateur proportionnel peut s'avérer suffisant. Cependant, pour filtrer les fluctuations de v_{dc}, un FPB du premier ordre peut être ajouté en sortie du régulateur proportionnel. La fonction de transfert du régulateur est alors la suivante:

$$K(s) = \frac{k_c}{1+\tau_c s} \qquad \text{(III.25)}$$

Avec k_c et τ_c, représentant respectivement le gain du régulateur et la constante de temps du filtre du premier ordre.

En négligeant les pertes par commutation dans l'onduleur ainsi que les pertes dans l'inductance triphasée L_f, la relation liant la puissance active absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$p_c = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2\right) \qquad \text{(III.26)}$$

Soit, après la transformation de Laplace :

$$v_{dc}^2(s) = \frac{2\,p_c(s)}{C_{dc} s} \qquad \text{(III.27)}$$

A partir des relations (III.25) et (III.27), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la figure III-10.

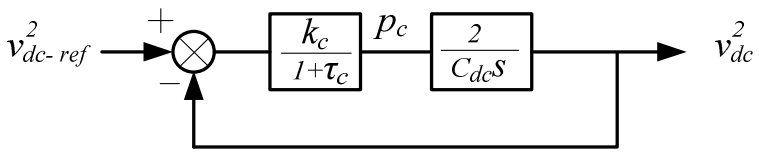


Figure III.10 :Régulation de vdc.

La fonction de transfert en boucle fermée peut alors prendre la forme suivante :

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \qquad \text{(III.28)}$$

Avec :

$\omega_c = \sqrt{\frac{2k_c}{c_{dc}\tau_c}}$ et $\xi = \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{\frac{c_{dc}}{k_c\tau_c}}$

Afin d'obtenir un amortissement suffisant, le produit $k_c\tau_c$ doit être limité. Une valeur de ξ comprise entre 0,5 et 0,707 réalise un bon compromis entre performances dynamique et statique. Le choix du paramètre k_C a pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

Les valeurs des éléments caractérisant l'ensemble réseau-filtre actif et charge polluante sont regroupées dans le tableau III-1.

TableauIII-1: Les valeurs des éléments construisant la structure étudiée.

Réseau électrique
Vs = 220 V, f = 50 HZ , (Rs = 10 mΩ , Ls = 20 µH)
Charge polluante
Puissance 400 KVA ,(Rd = 0.6 Ω , Ld = 2 mH),(Rc = 1.2 mΩ , Lc = 50 µH)
Filtre parallèle
V_{dc} = 800 V, C_{dc} = 9 mF , (R_f = 1 mΩ , L_f = 1200 µH)
Commande hystérésis
ΔI = ±20 A
Commande MLI
F_p = 10 kHZ

III.3 Resultat de simulation

III.3.1 Resultat de simulation de la méthode PQ Hysterésis

a- Réseau équilibré sans harmonique

I source : Courant de source,

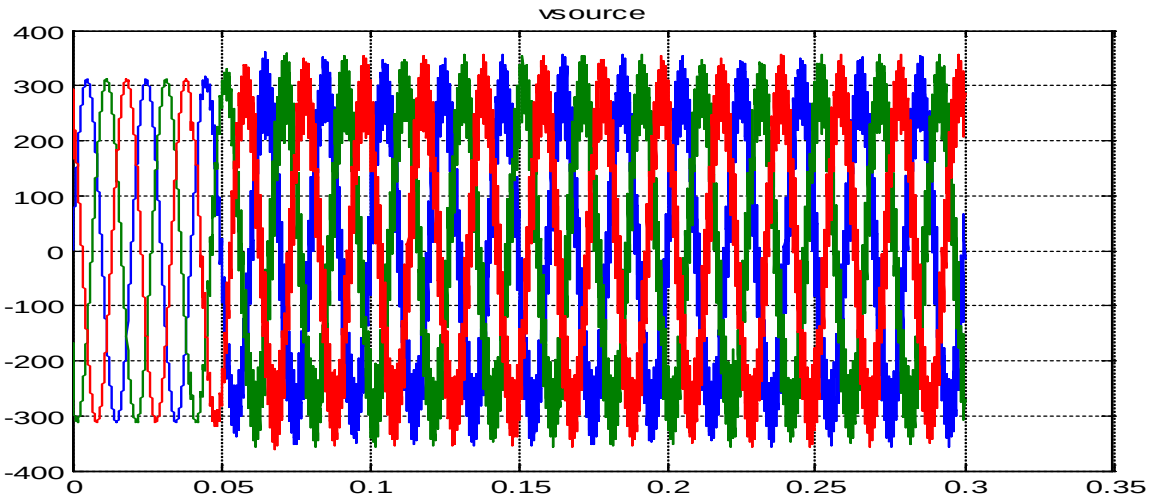
Vsource : Tension de réseau.

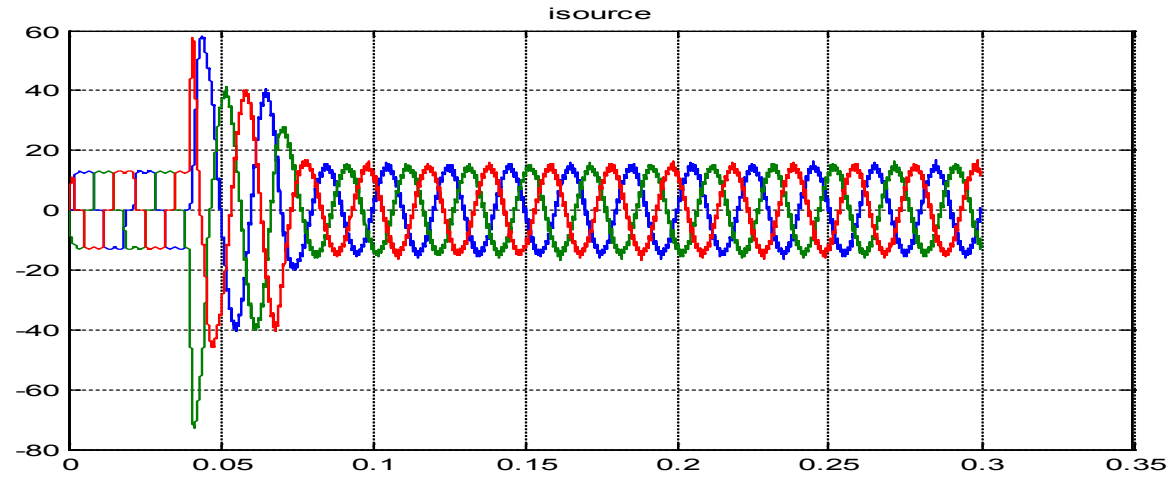
I filtre: Courant de filtre actif,

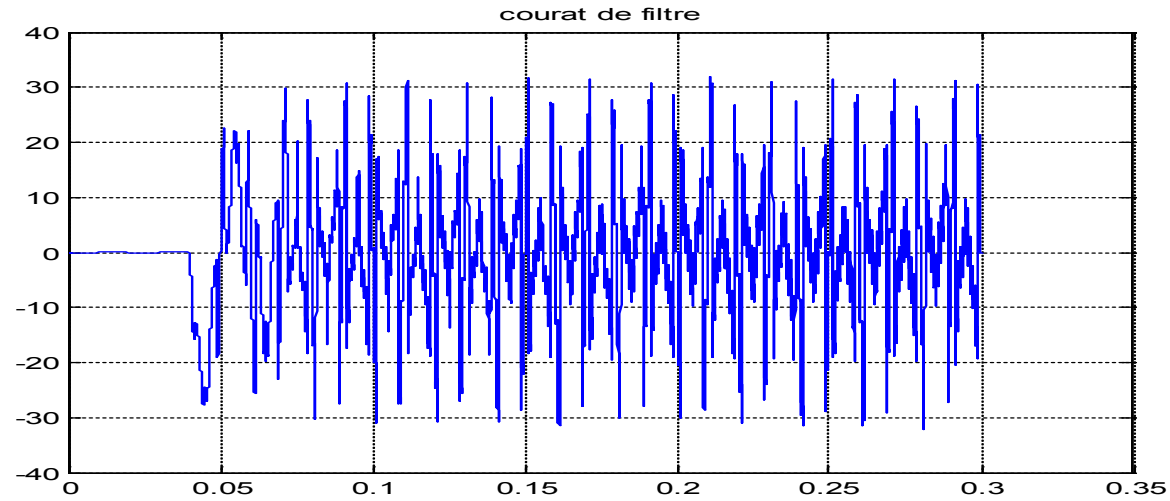
Ich : Courant de charge,

i ref et filt:le courant de réfrence et le courant de filtre

cosfi: le facteur de puissance







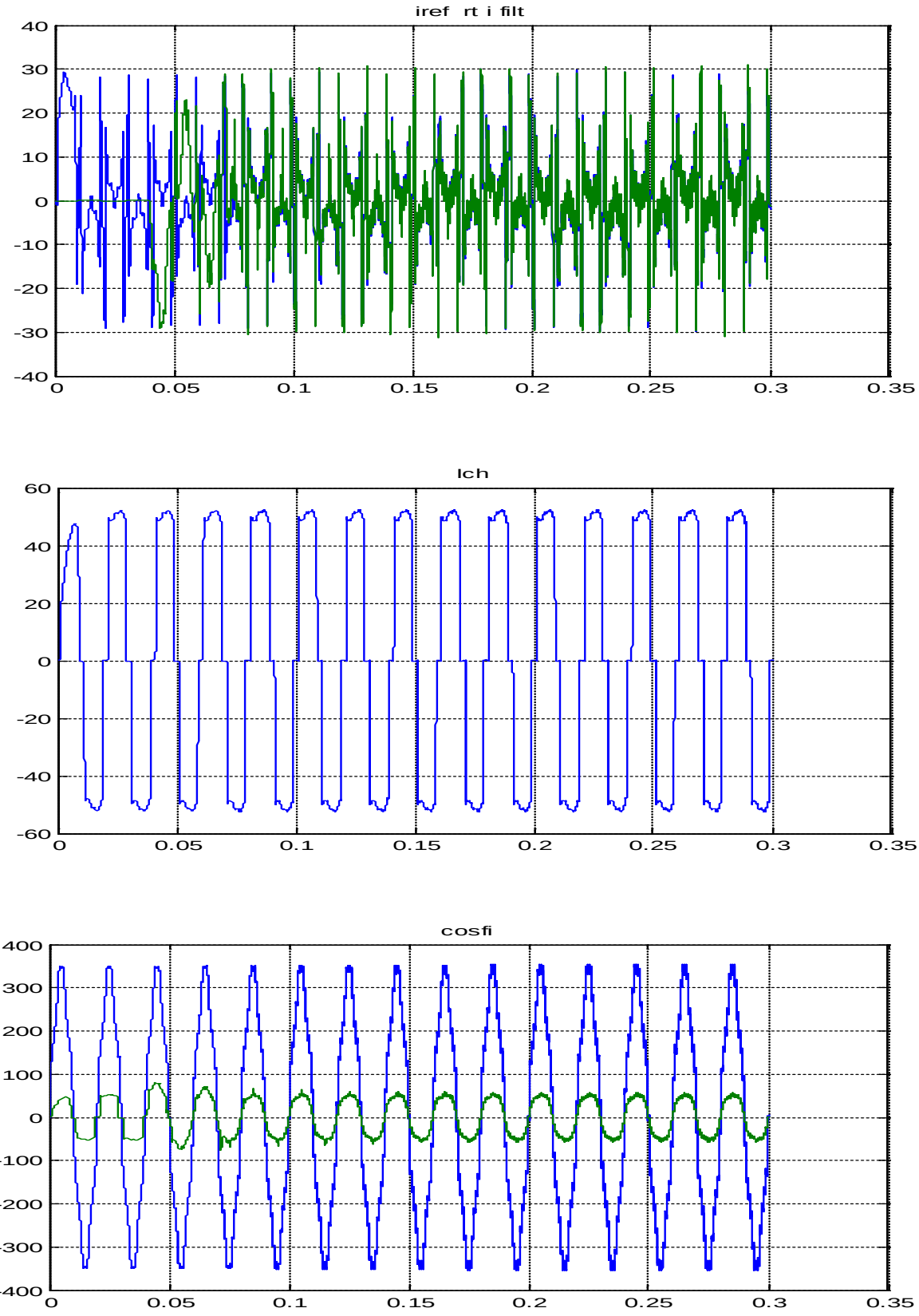
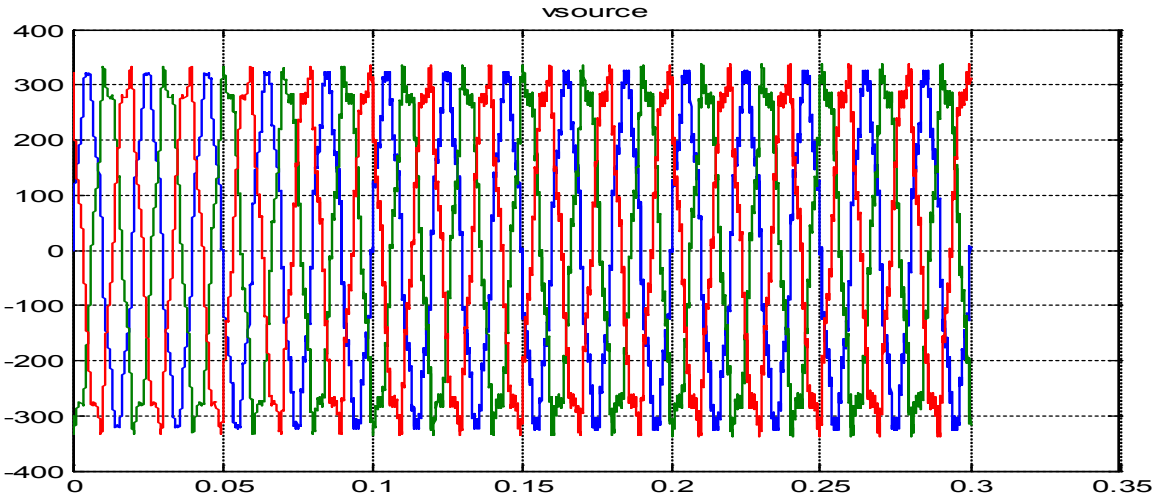
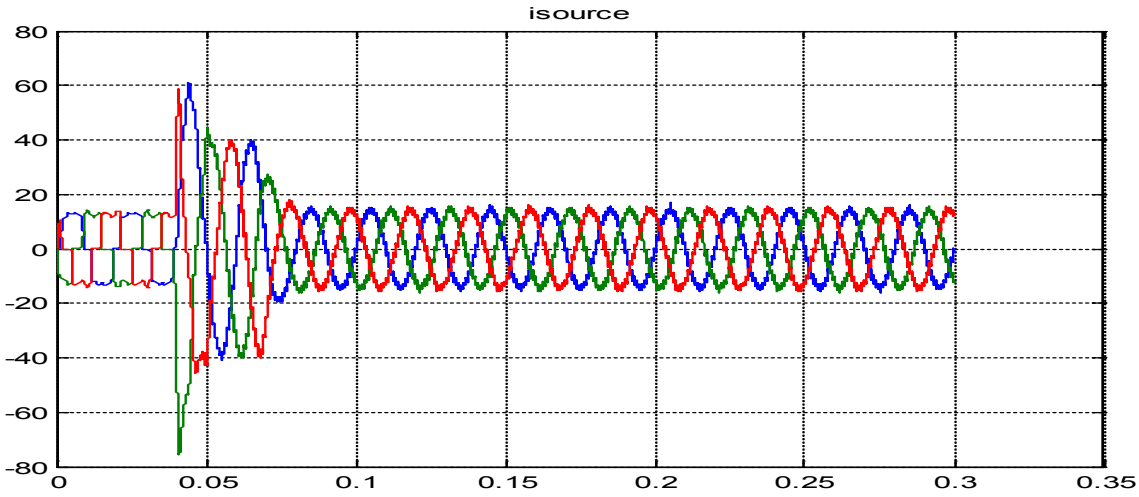
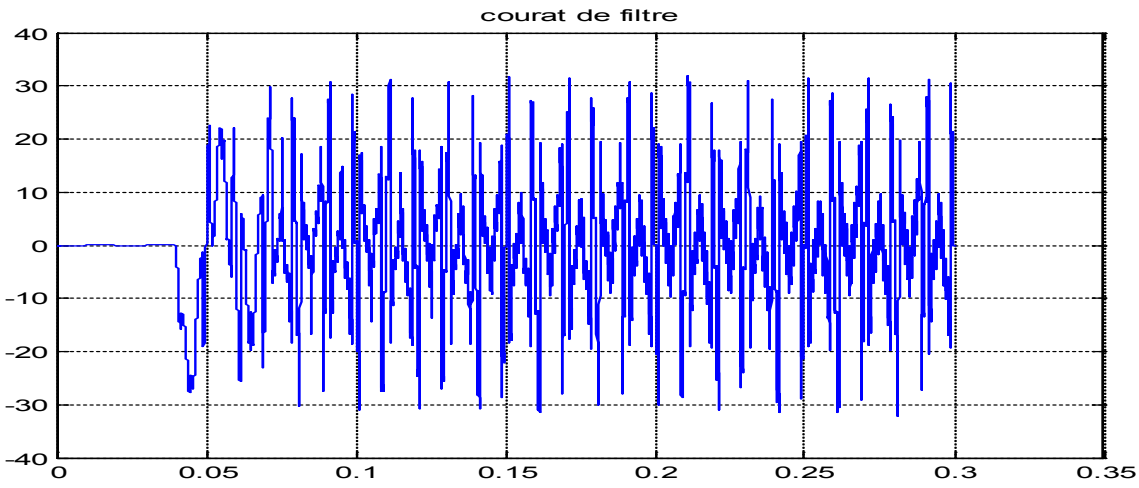


Figure III-11:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques

b- Réseau équilibré avec harmonique







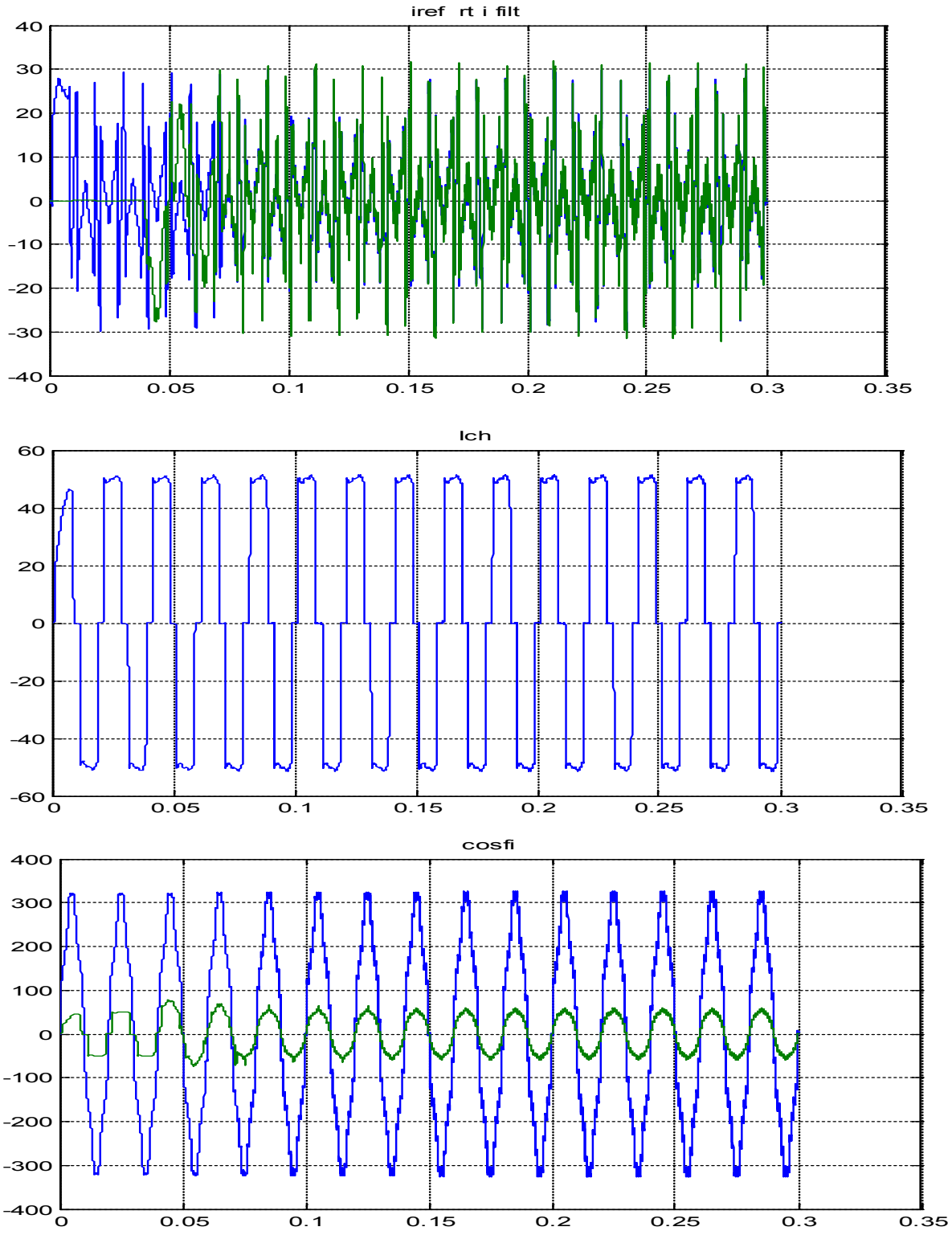
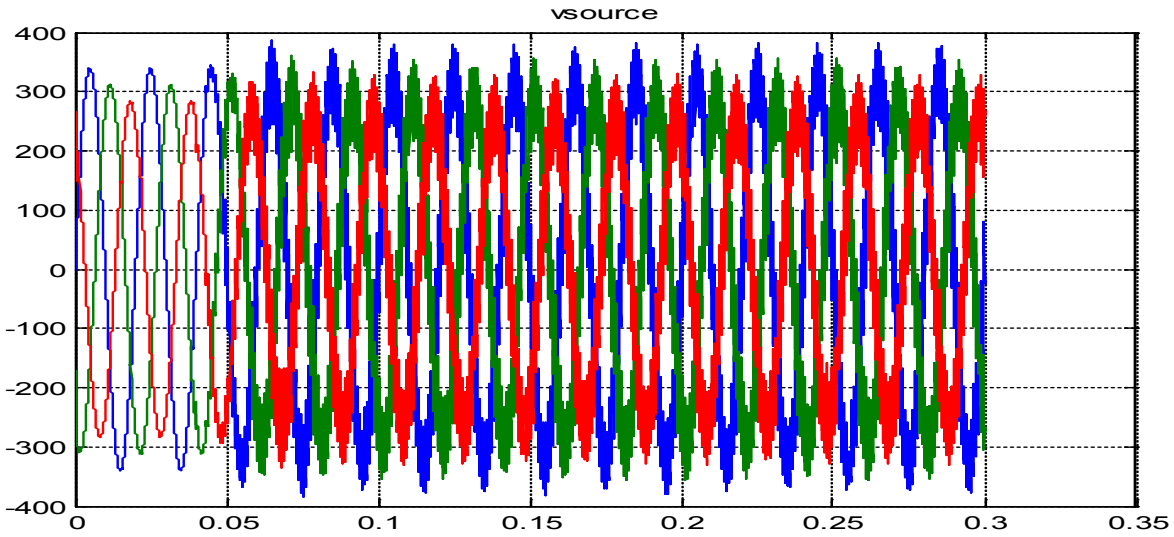
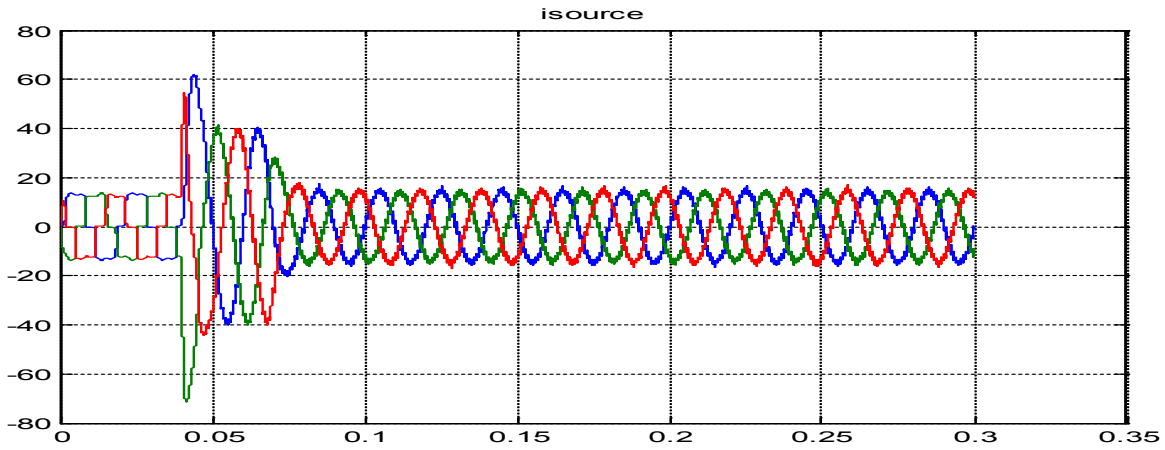
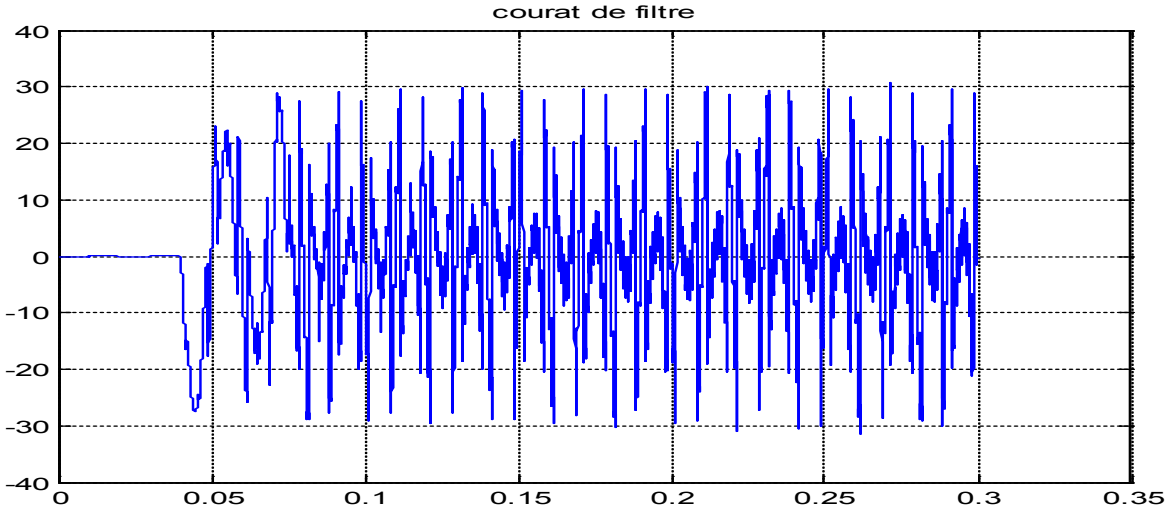


Figure III.12:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques

c-Réseau déséquilibré sans harmoniques







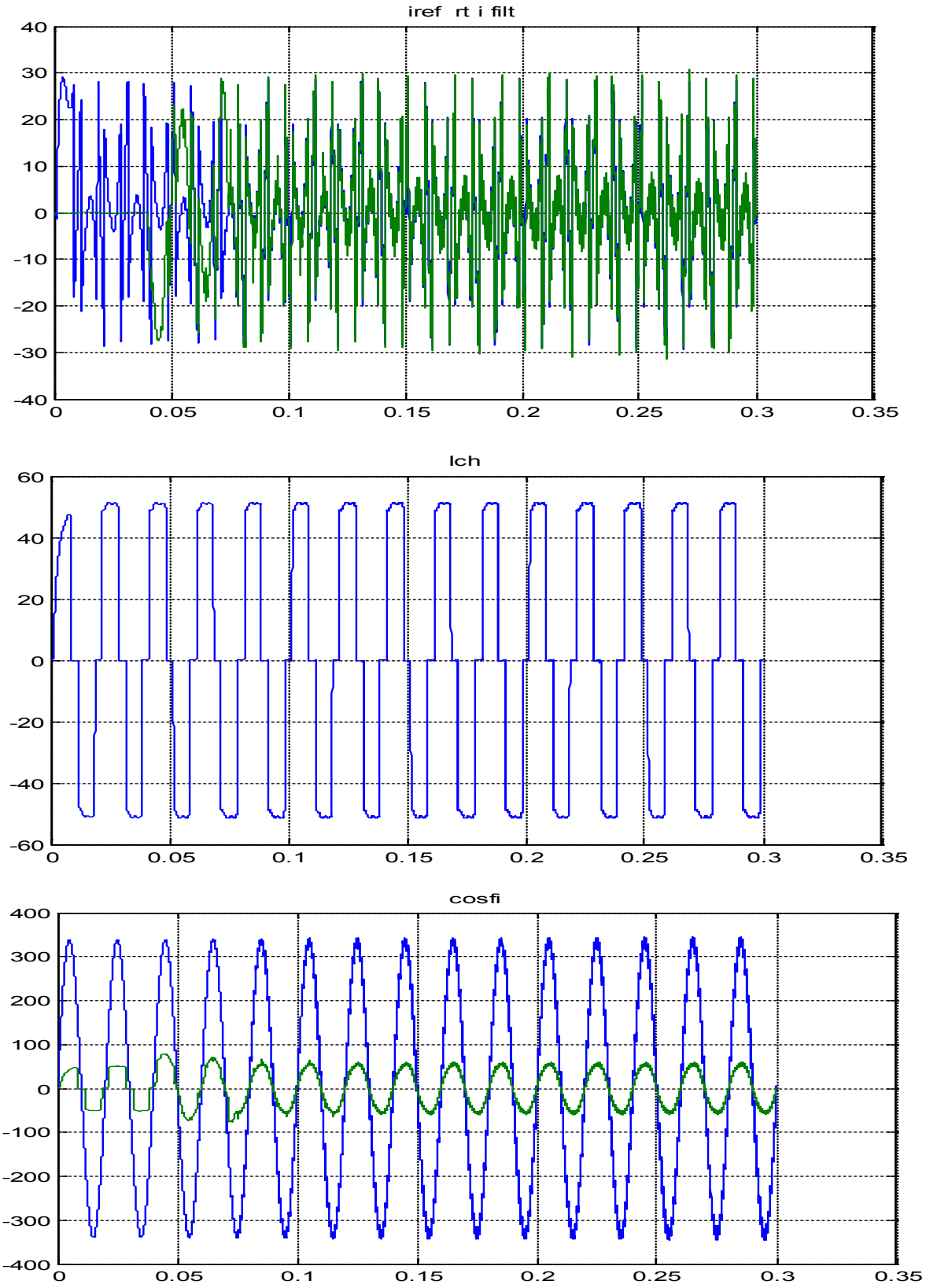
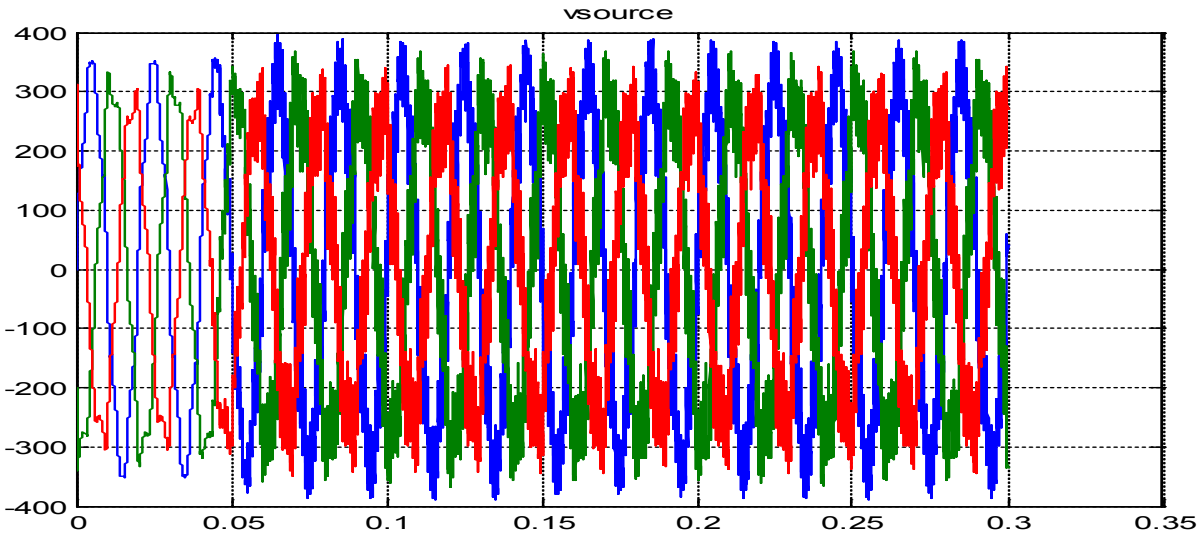
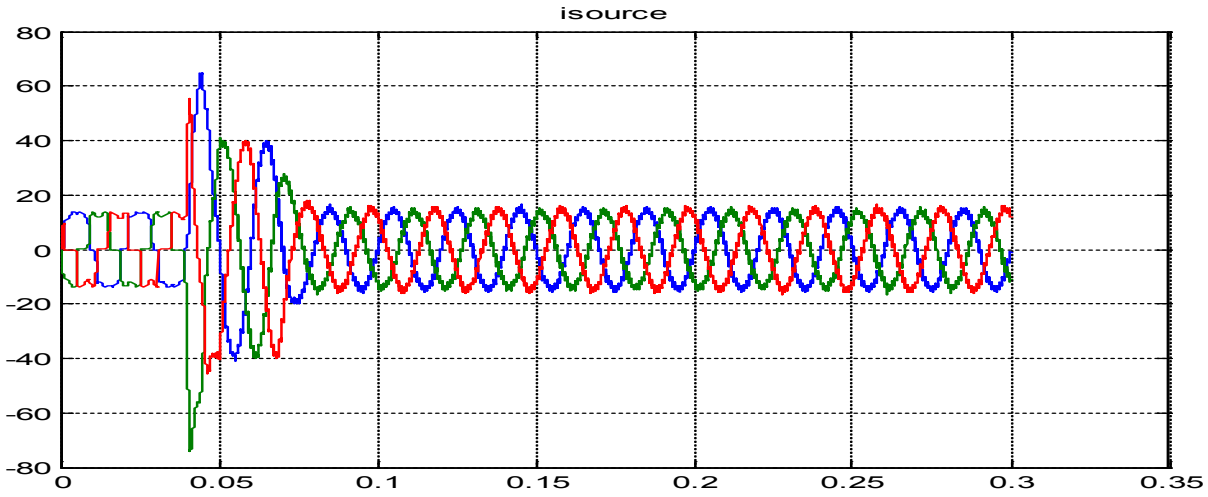
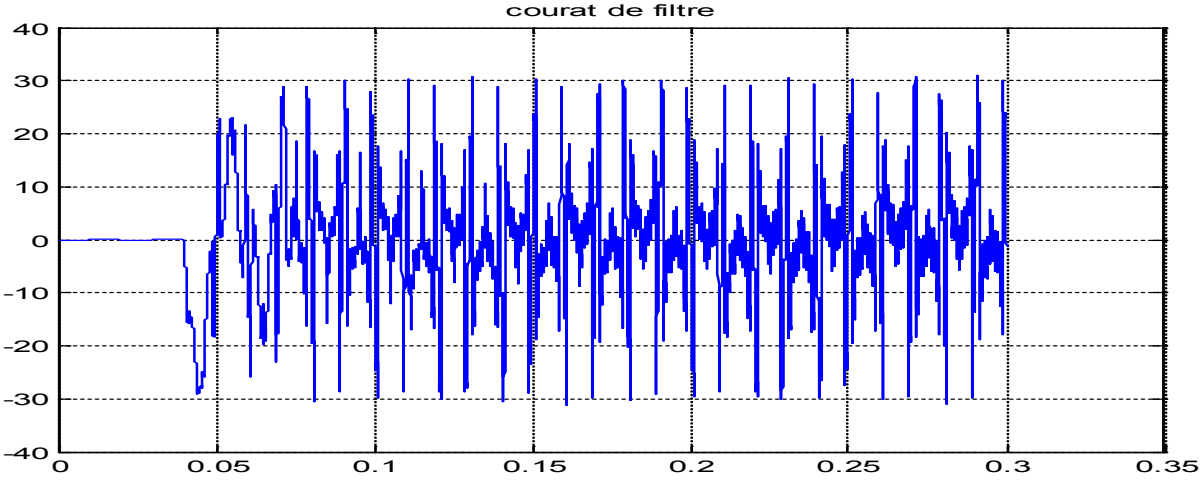


Figure III.13:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques

d-Réseau déséquilibré avec harmoniques







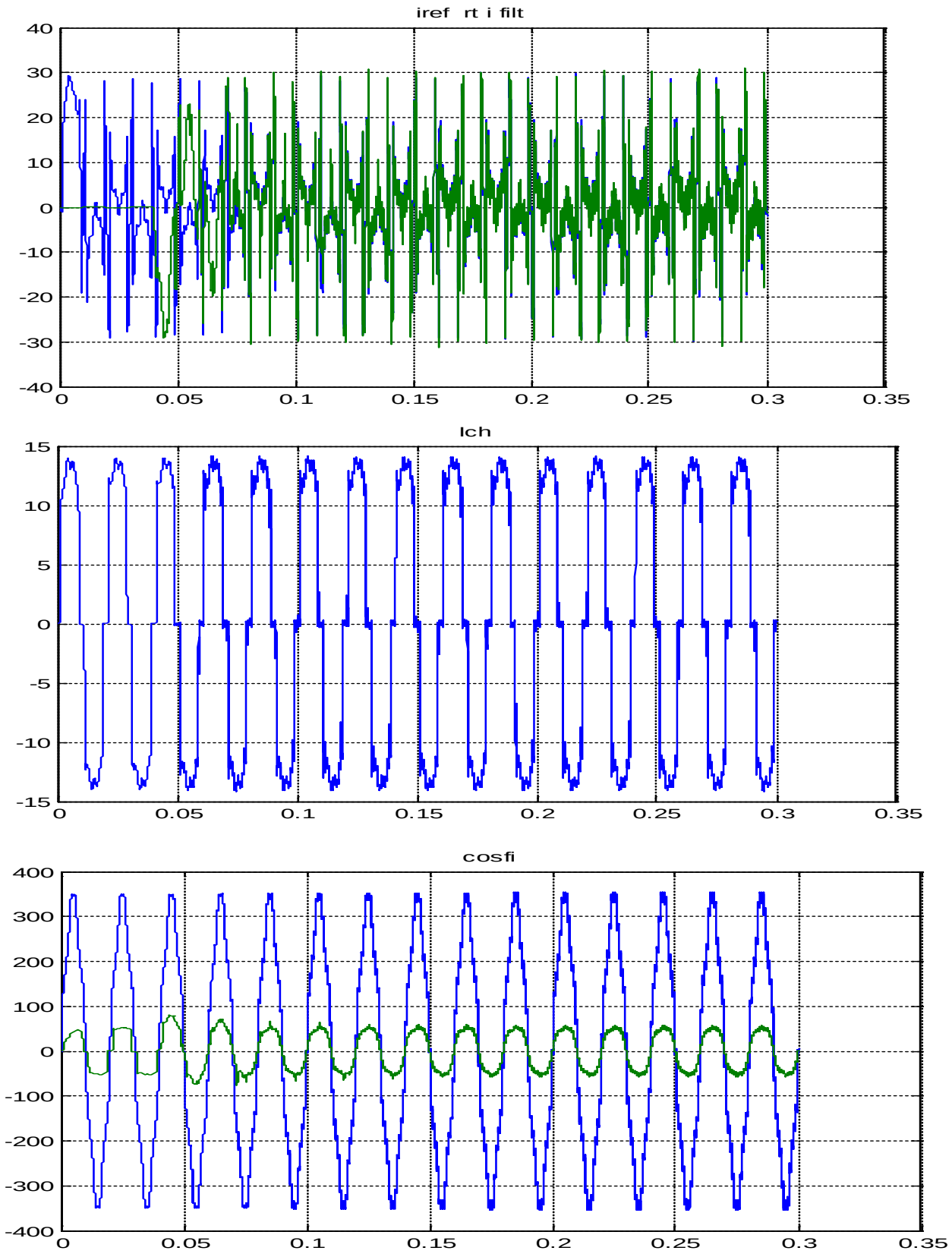


Figure III.14:Résultats de simulations pour méthode PQ_Hyst lorsque
les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques

III.3.2.Résultats de simulationde la méthode PQ _PWM

a-réseau équilibré sans harmoniques

I source : Courant de source,

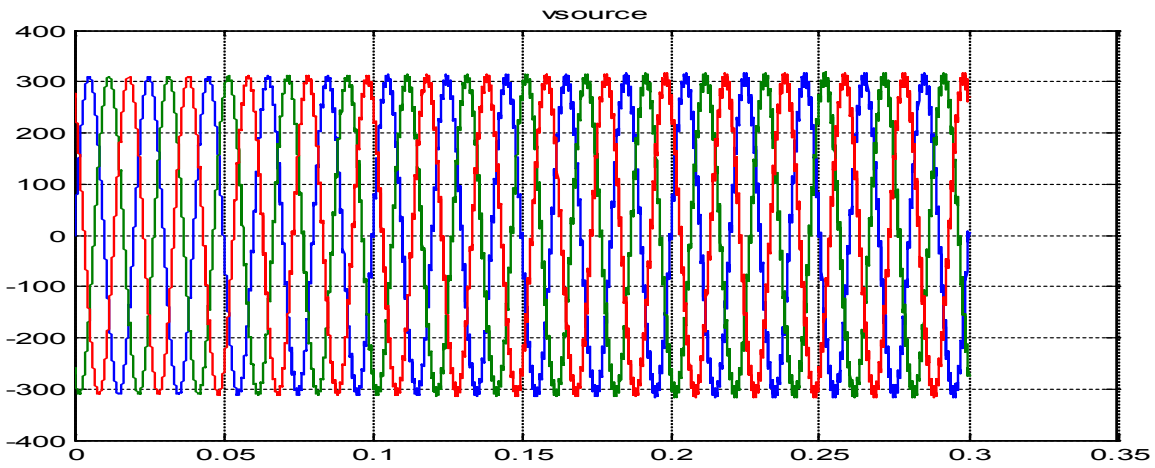
Ich : Courant de charge,

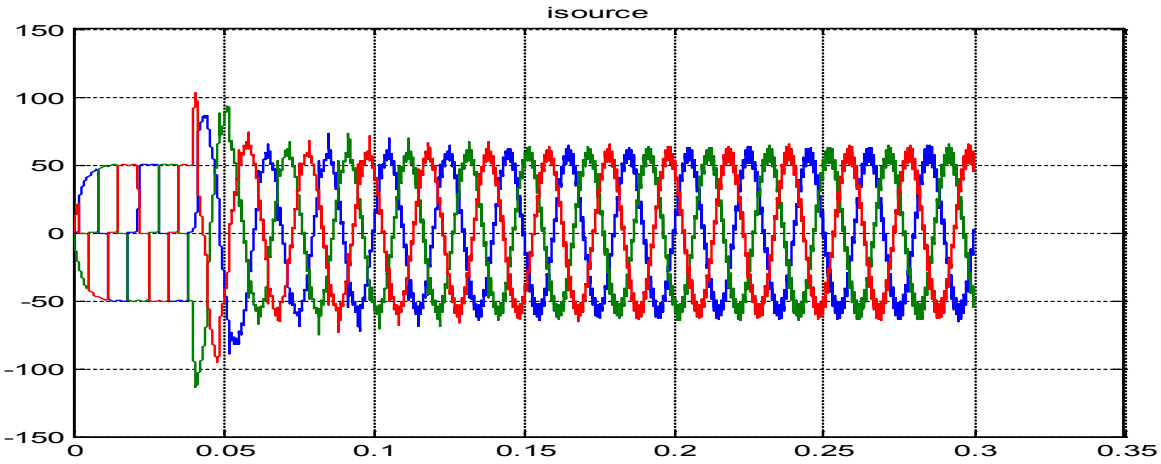
Vsource : Tension de réseau.

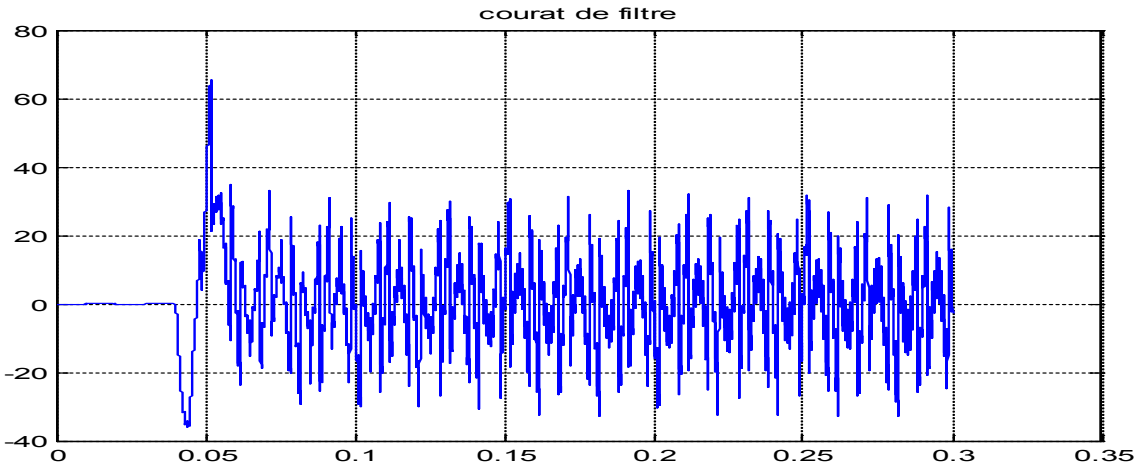
i ref et filt:le courant de réfrence et le courant de filtre

I filtre: Courant de filtre actif,

cosfi: le facteur de puissance







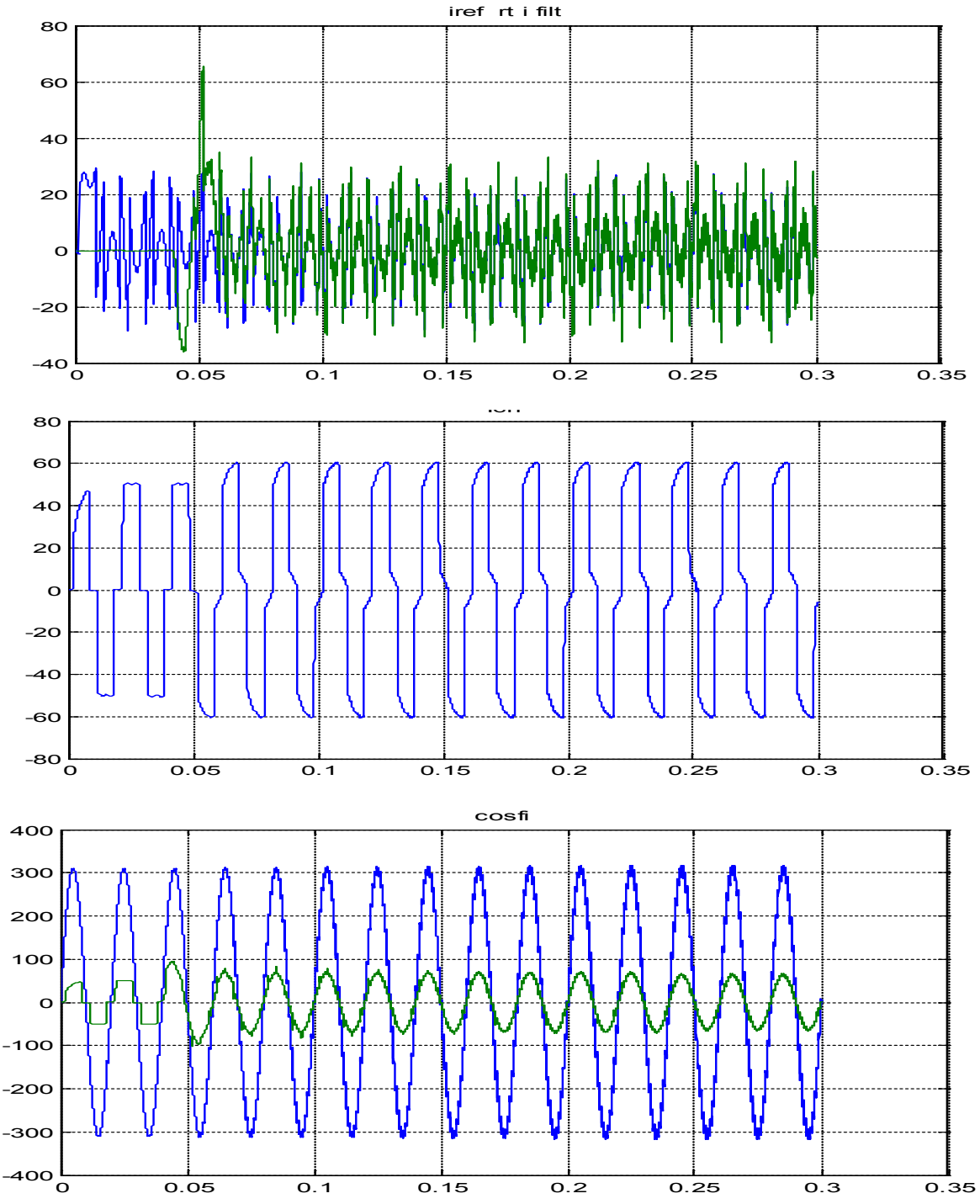
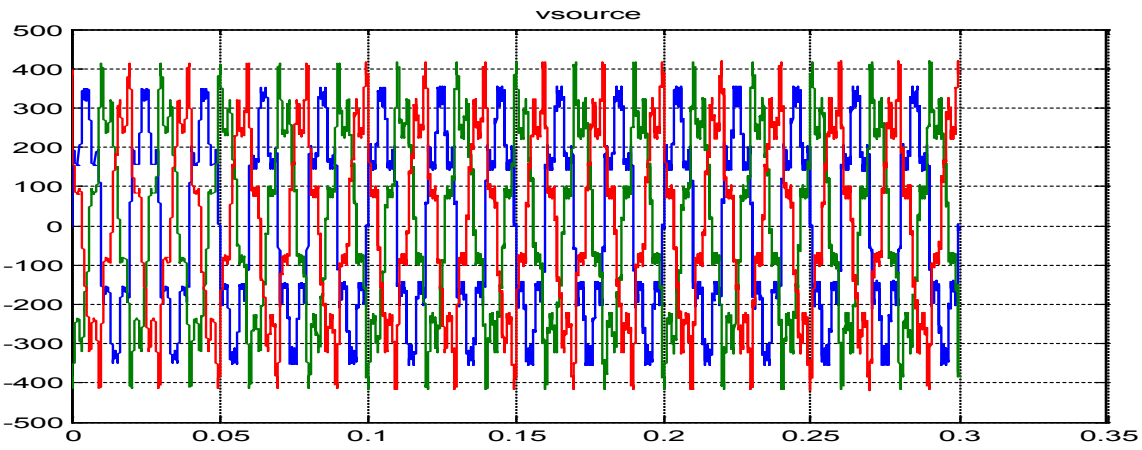
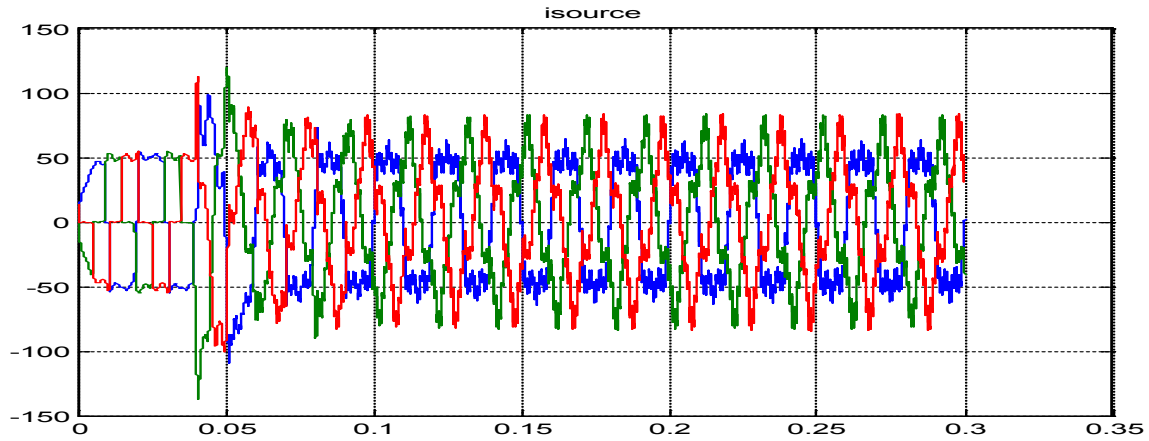
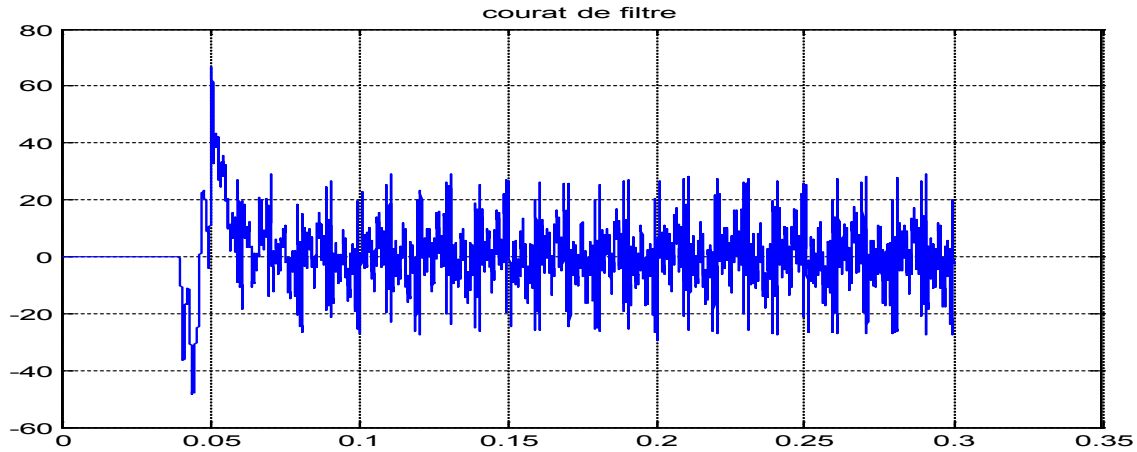


Figure III.15:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques

b-réseau équilibré avec harmoniques







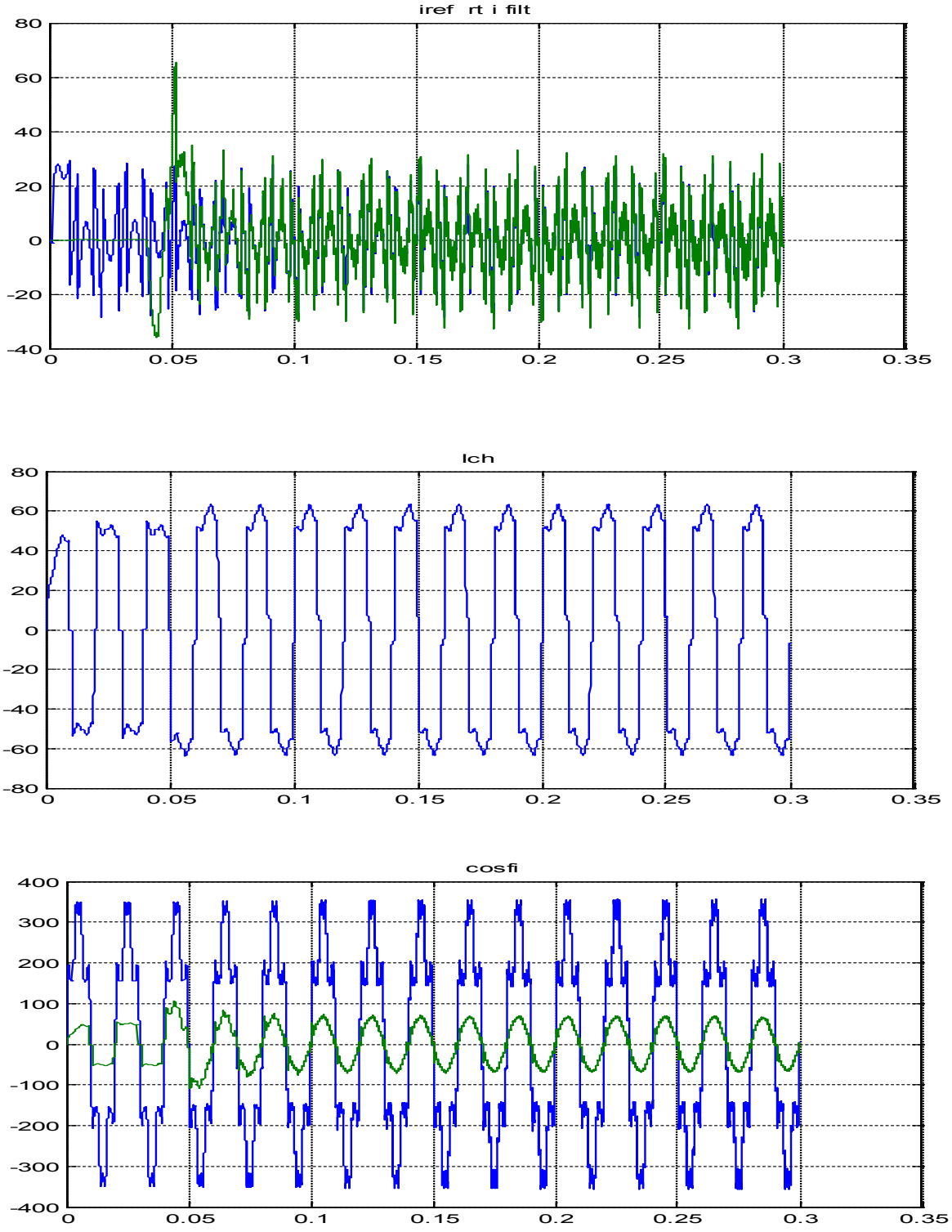
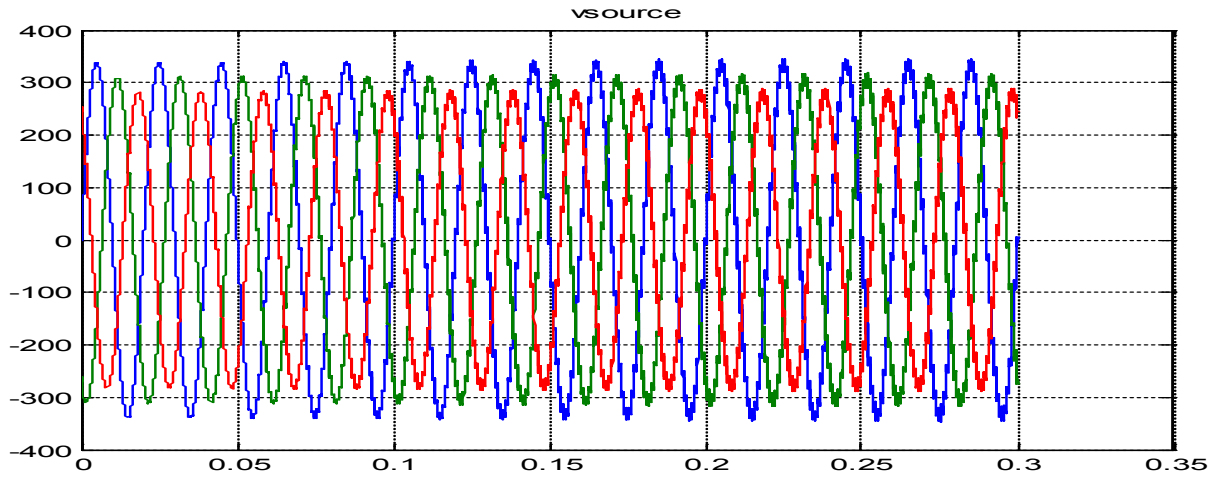
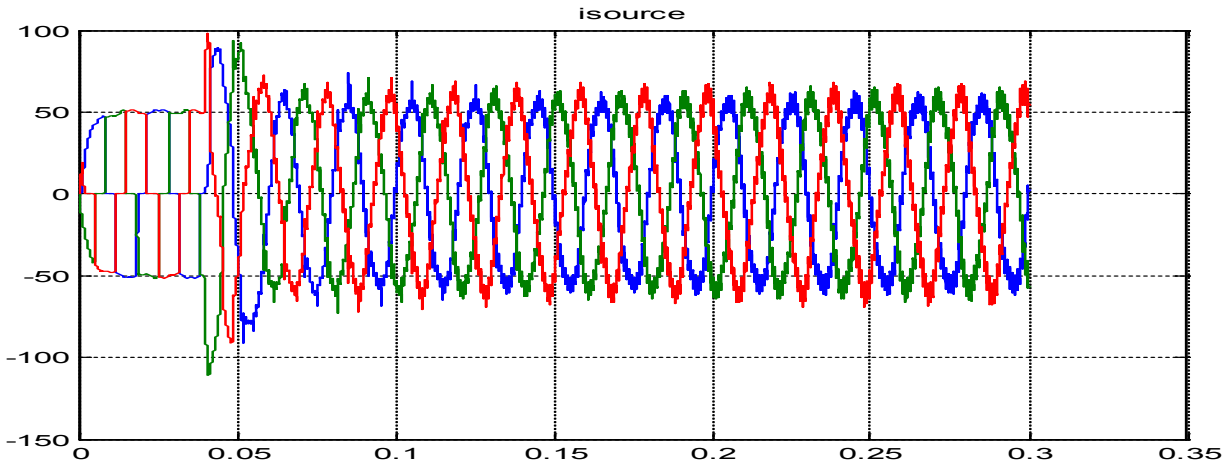
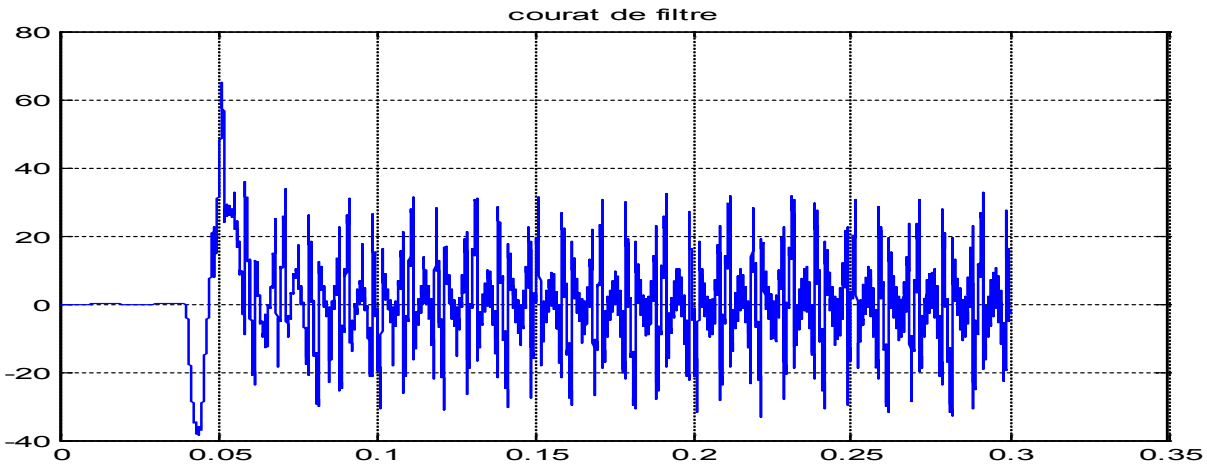


Figure III.16:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques

c-réseau déséquilibré sans harmoniques







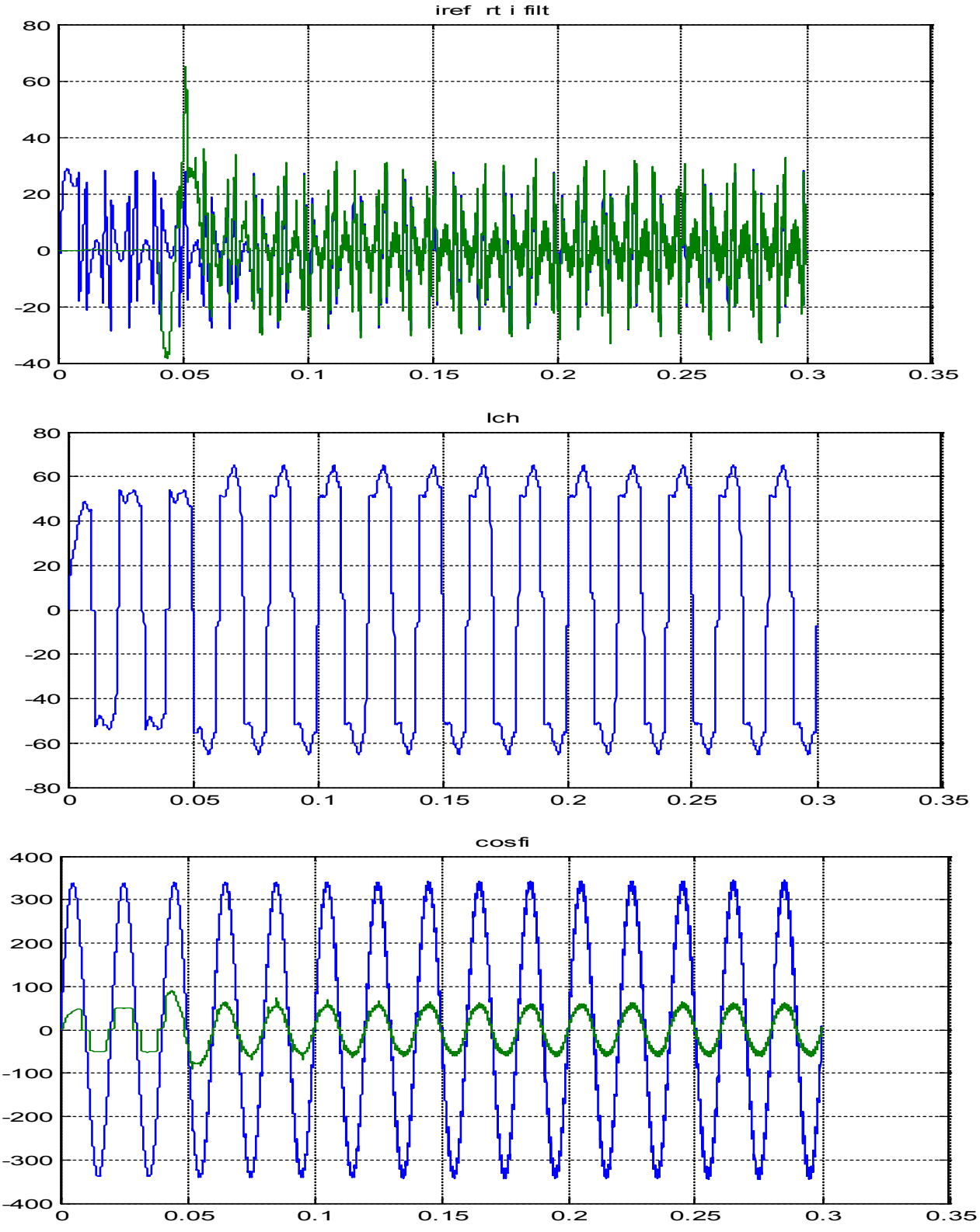
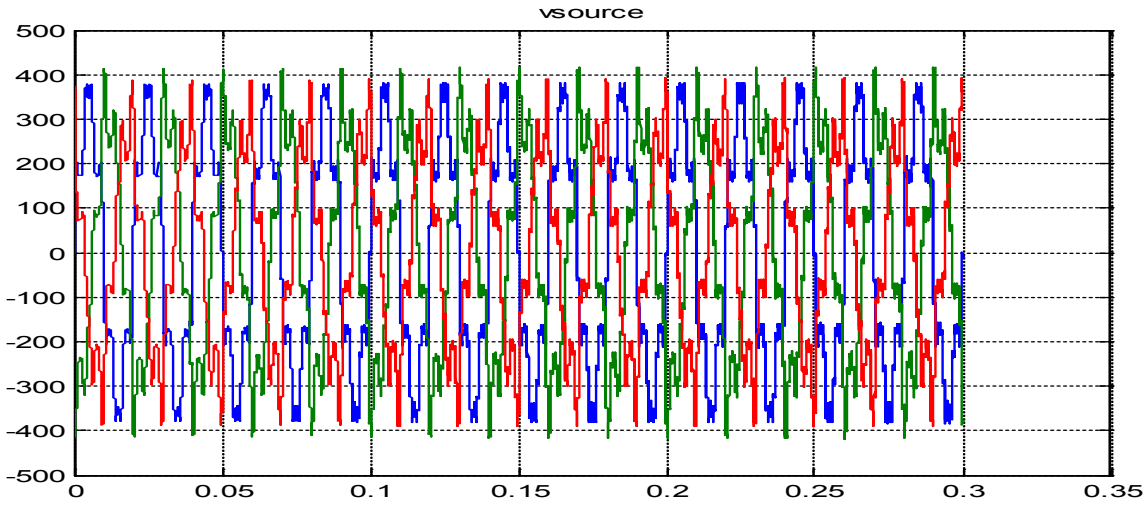
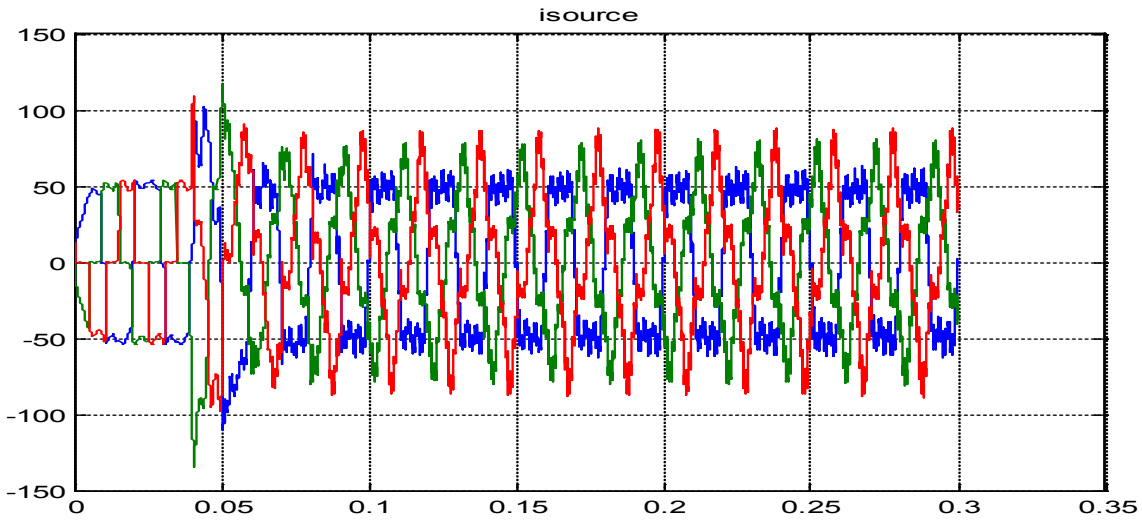
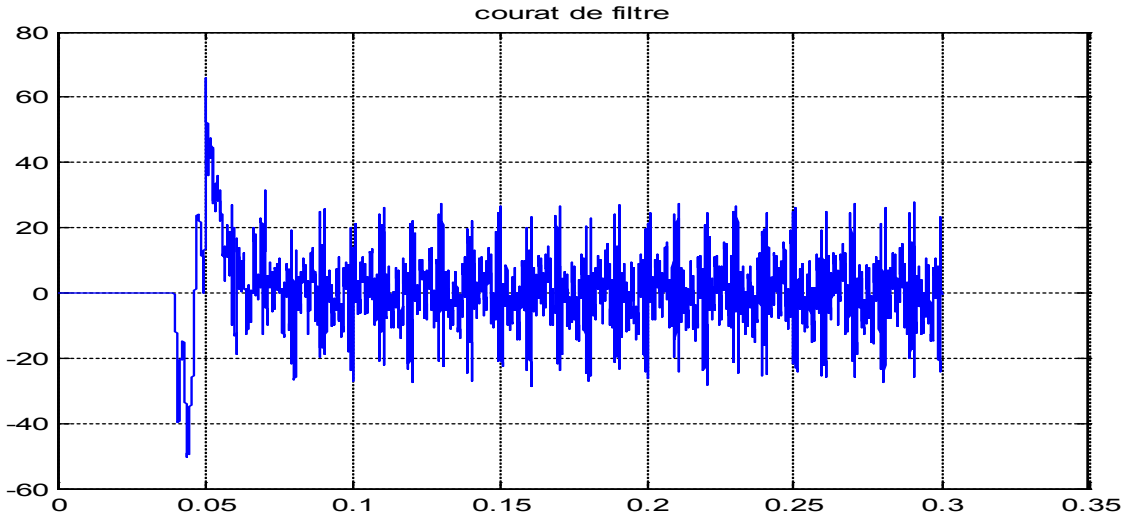


Figure III.17:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM lorsque
les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques

d-réseau déséquilibré avec harmoniques







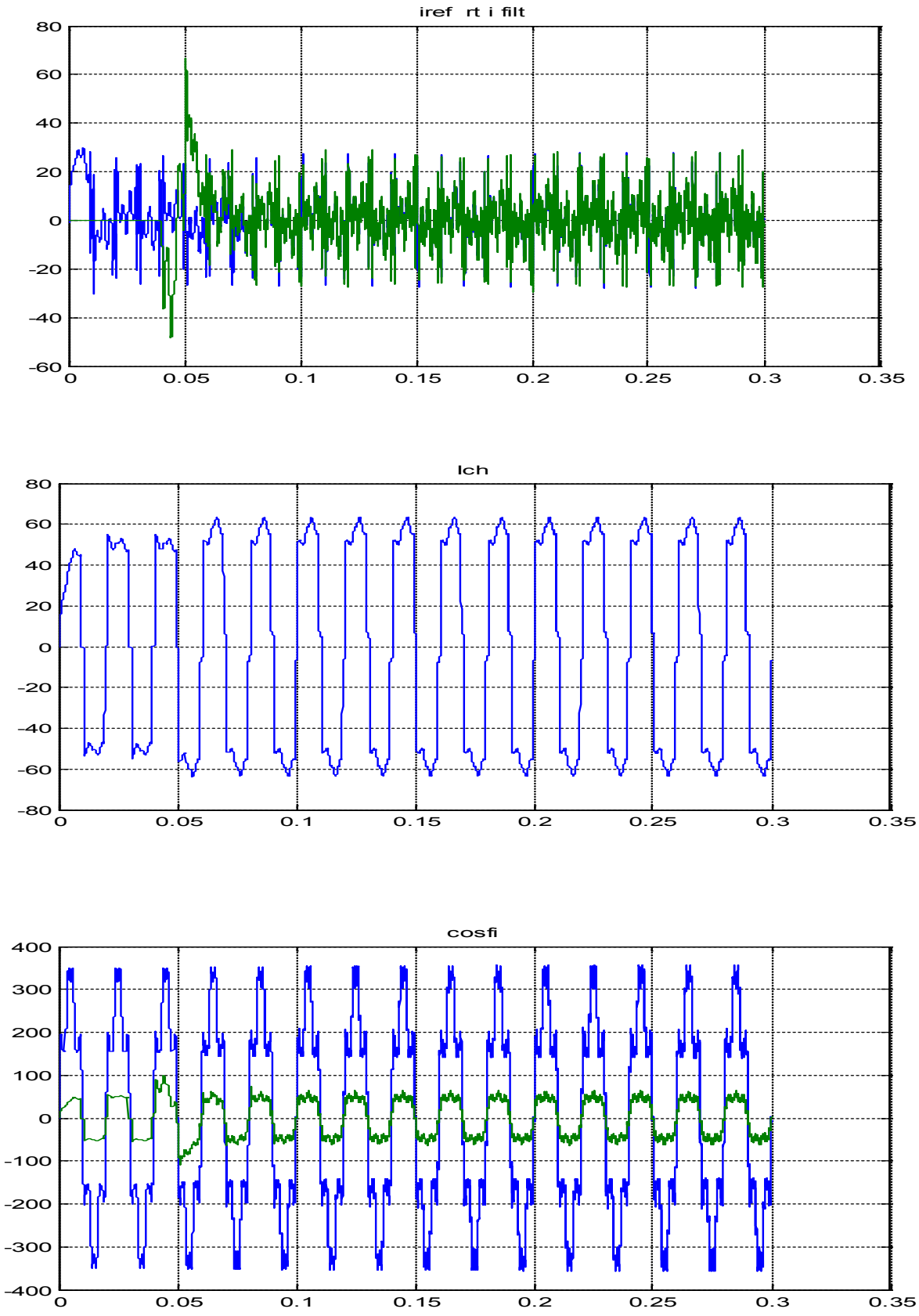


Figure III.18:Résultats de simulations pour méthode PQ_PWM
lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques

III.4. Méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF pour Synchronous Reference Frame)

Cette méthode introduite par Bhattacharya , exploite également la transformation de Concordia mais appliquée uniquement aux courants de charge i_{c1}, i_{c2} et i_{c3}. Une seconde transformation est alors opérée pour passer aux courants de ligne selon les axes *dq.* Ceci permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives. La composante continue du courant de charge peut alors être éliminée à l'aide d'un simple FPB. L'avantage majeur de cette méthode, comparativement à la précédente, réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques n'ont plus d'influence sur les courants identifiés. Son principe est énoncé ci-après[18].

Soient les courants de charge d'un système triphasé sans composante homopolaire, notés i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé

En générant à l'aide d'une PLL les signaux $\cos(\hat{\theta})$ et $\sin(\hat{\theta})$ à partir de la tension "fondamentale" du réseau, nous obtenons l'expression matricielle suivante pour les courants dans le système *dq* :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{III.29}$$

Avec $\hat{\theta}$ la position angulaire de la tension fondamentale du réseau, estimée par la PLL.

Ces composantes peuvent alors être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \tag{III.30}$$

Avec $\bar{i}_d$ et $\bar{i}_q$ les composantes continues de i_d et i_q, et $\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$ les composantes alternatives de i_d et i_q.

A partir de l'équation (III.29), nous pouvons exprimer les composantes du courant selon les axes $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{III.31}$$

Soit encore :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{(III.32)}$$

Ici également, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques du courant de charge et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux. Si nous voulons compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive, après avoir ajouté à la composante alternative $\tilde{i}_d$ le courant i_{cd} nécessaire à la régulation de la tension continue v_{dc}, l'équation (III.32) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_{cd} \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{(III.33)}$$

Ensuite, la transformation inverse de Concordia permet d'obtenir les courants de référence, selon les axes *abc*.

La figure III-19 illustre l'identification des courants de référence pour la compensation simultanée des courants harmoniques et de l'énergie réactive par la méthode dite SRF.

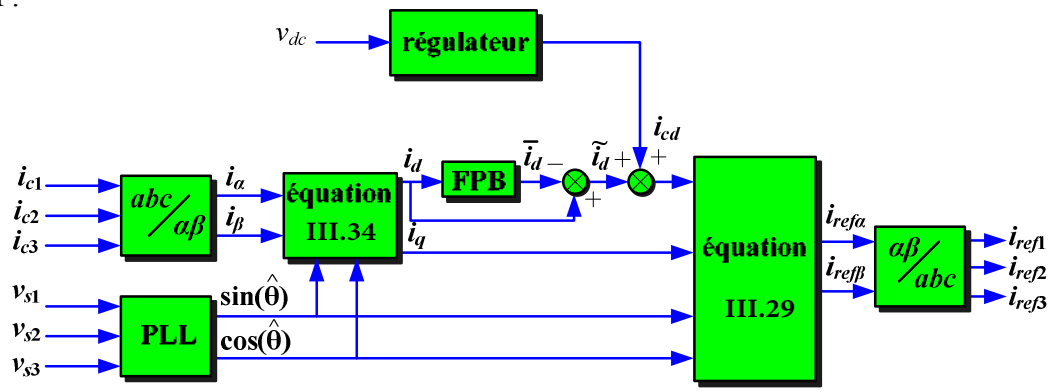


Figure III.19. Génération des courants de référence par la méthode dite SRF.

III.4.1. Système à base de PLL

L'identification des courants perturbés se fait à partir d'une méthode de calcul basée sur l'exploitation des tensions du réseau $v_{r1,2,3}$ saines, c'est à dire sinusoïdales et équilibrées, et pour obtenir ces tensions, on utilise une boucle de verrouillage de phase ou PLL (phase locked loop).

La PLL est la technique la plus répandue pour l'extraction de la composante fondamentale directe de la tension du réseau, son fonctionnement se base sur la transformation de Park pour passer au repère dq. Les tensions $v_{r1,2,3}$ subissent dans un premier temps la transformation de Concordia dans le repère αβ. Les tensions ainsi obtenues $v_{\alpha,\beta}$ sont exprimés dans le repère de Park par une rotation, l'angle de cette rotation représente l'angle de la composante directe de la tension, il est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation déterminée par le régulateur, ainsi la PLL ne sera verrouillée que lorsque l'angle estimé est égal à l'angle de la tension directe [17]

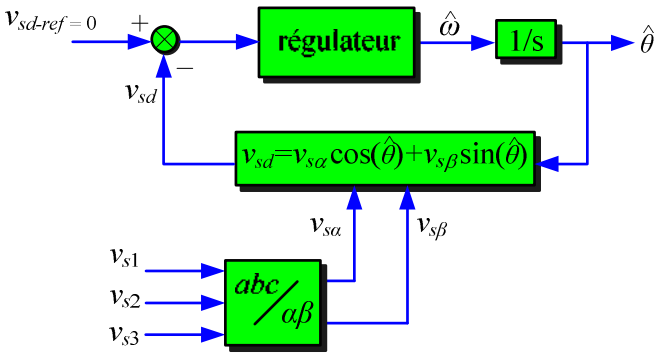


Figure III.20. Principe de la PLL.

III.5.Résultats de simulation

III.5.1.Résultats de simulation de la Commande SRF hystérésis

a- Réseau équilibré sans harmonique

I source : Courant de source,

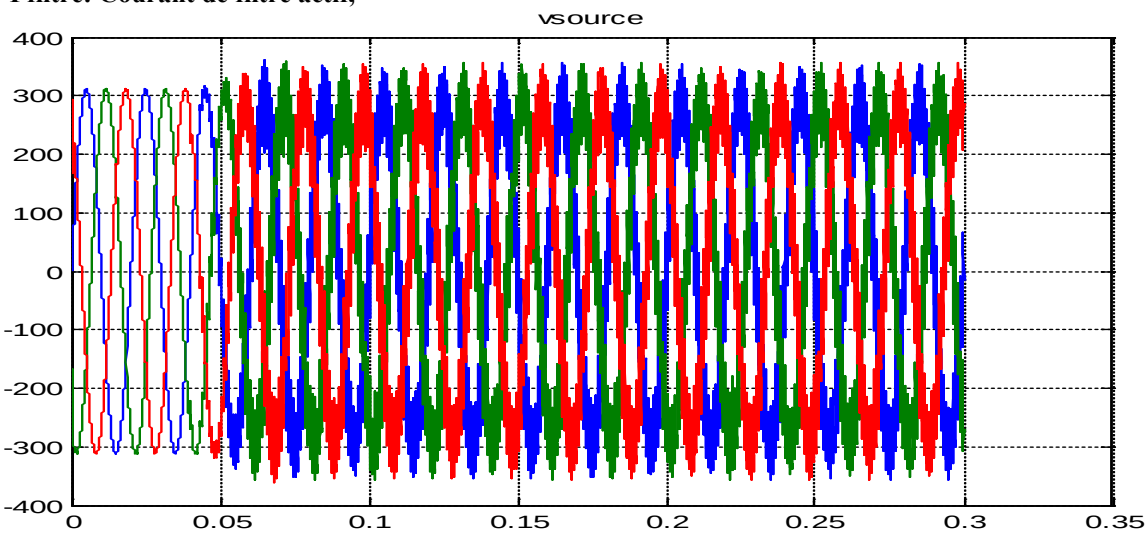
Ich : Courant de charge,

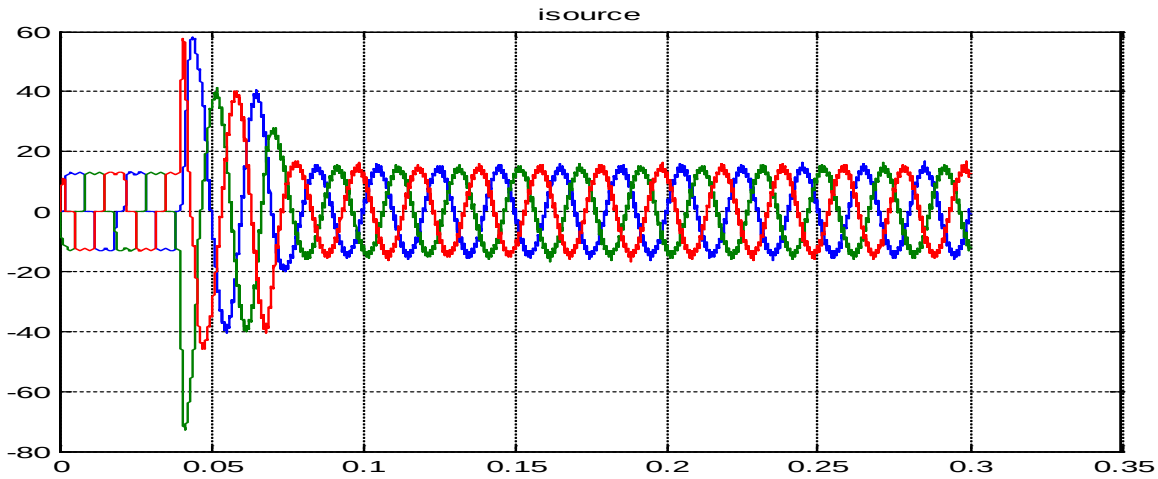
Vsource : Tension de réseau.

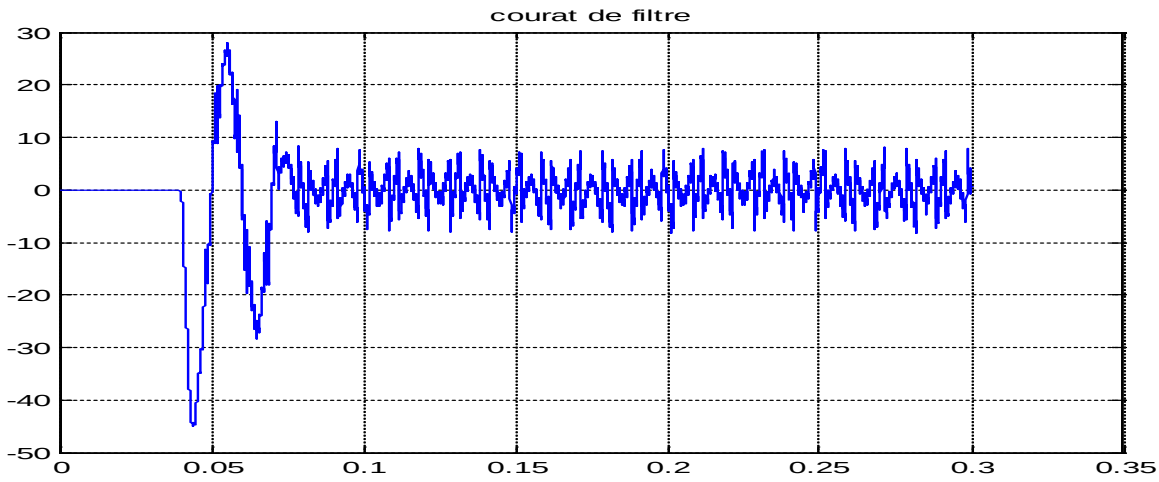
i ref et filt:le courant de réfrence et le courant de filtre

I filtre: Courant de filtre actif,

cosfi: le facteur de puissance







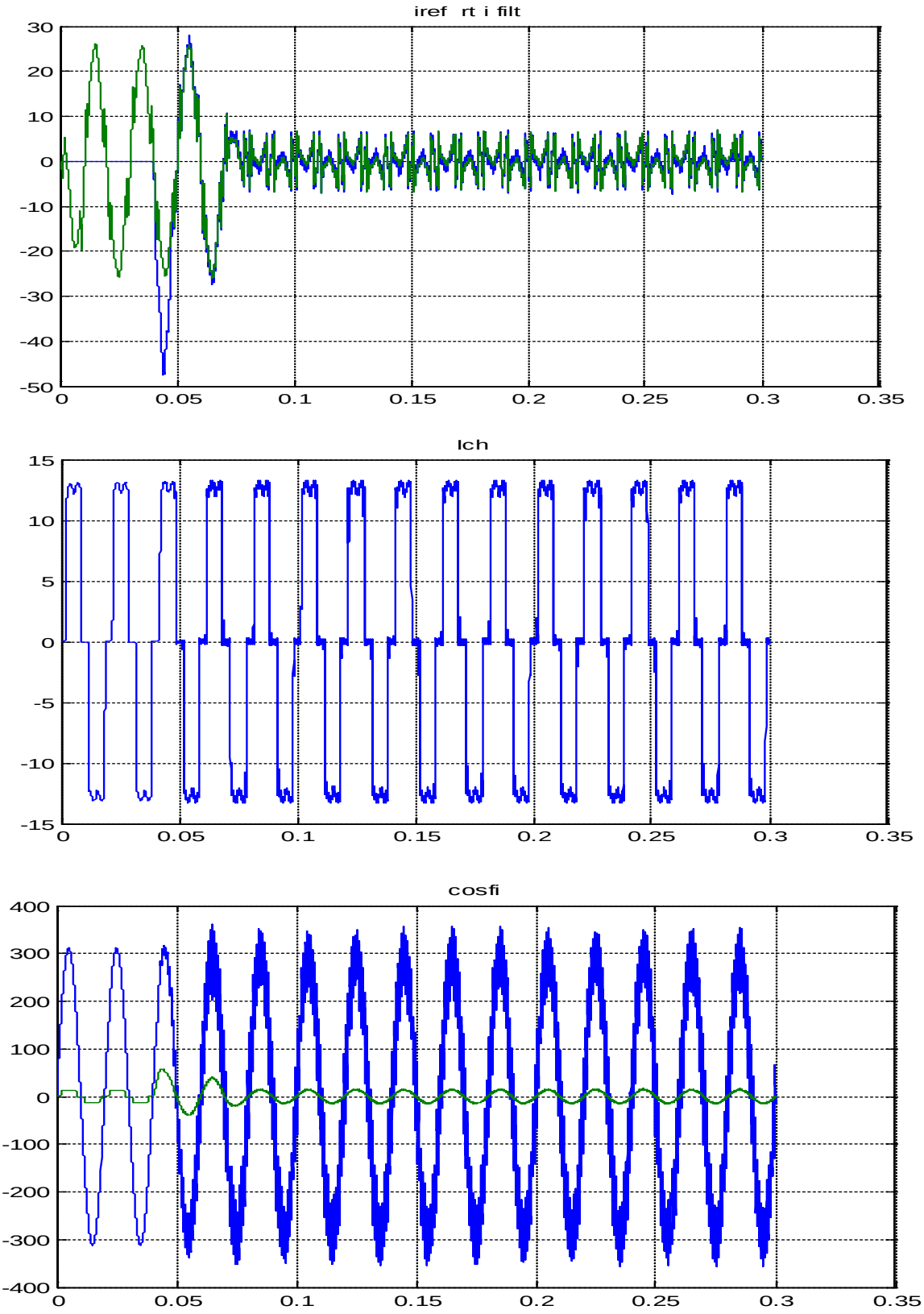
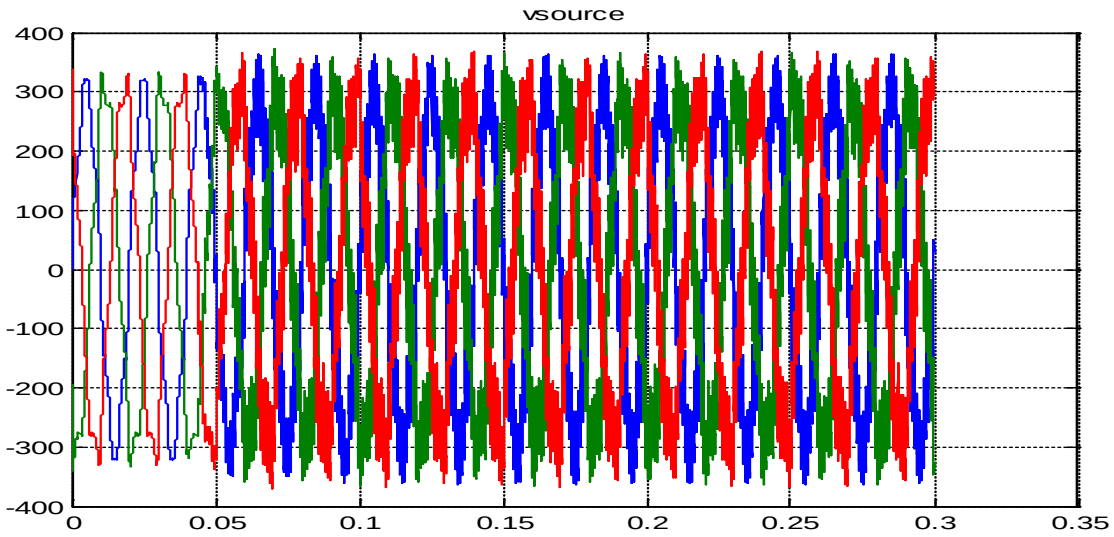
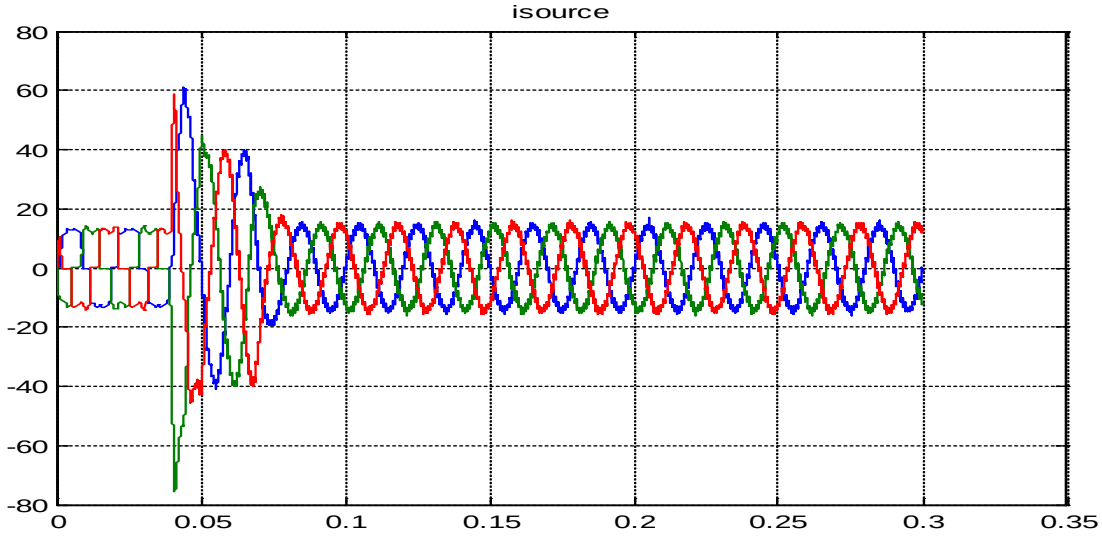
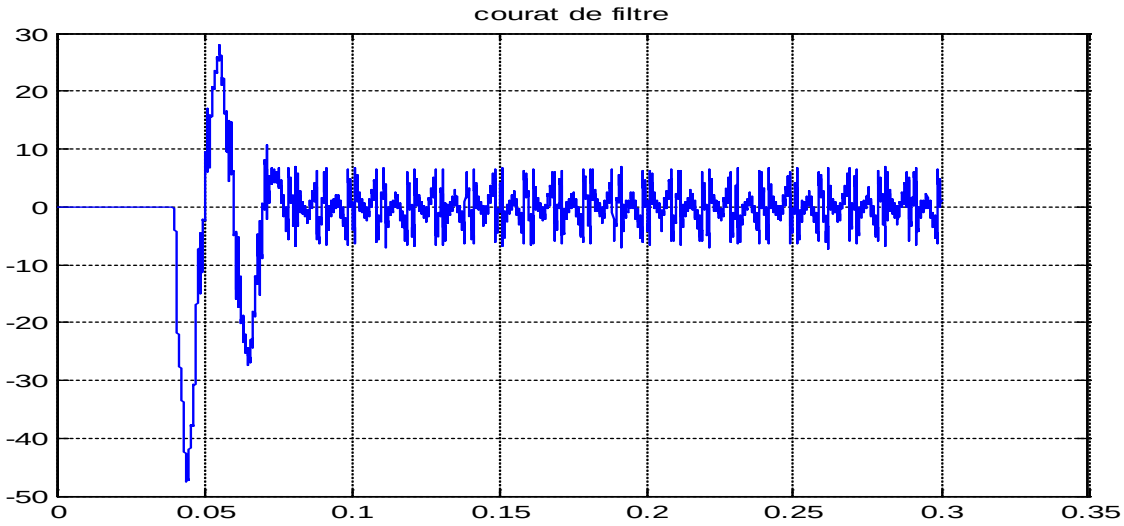


Figure III.21:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques

b-réseau équilibré avec harmoniques







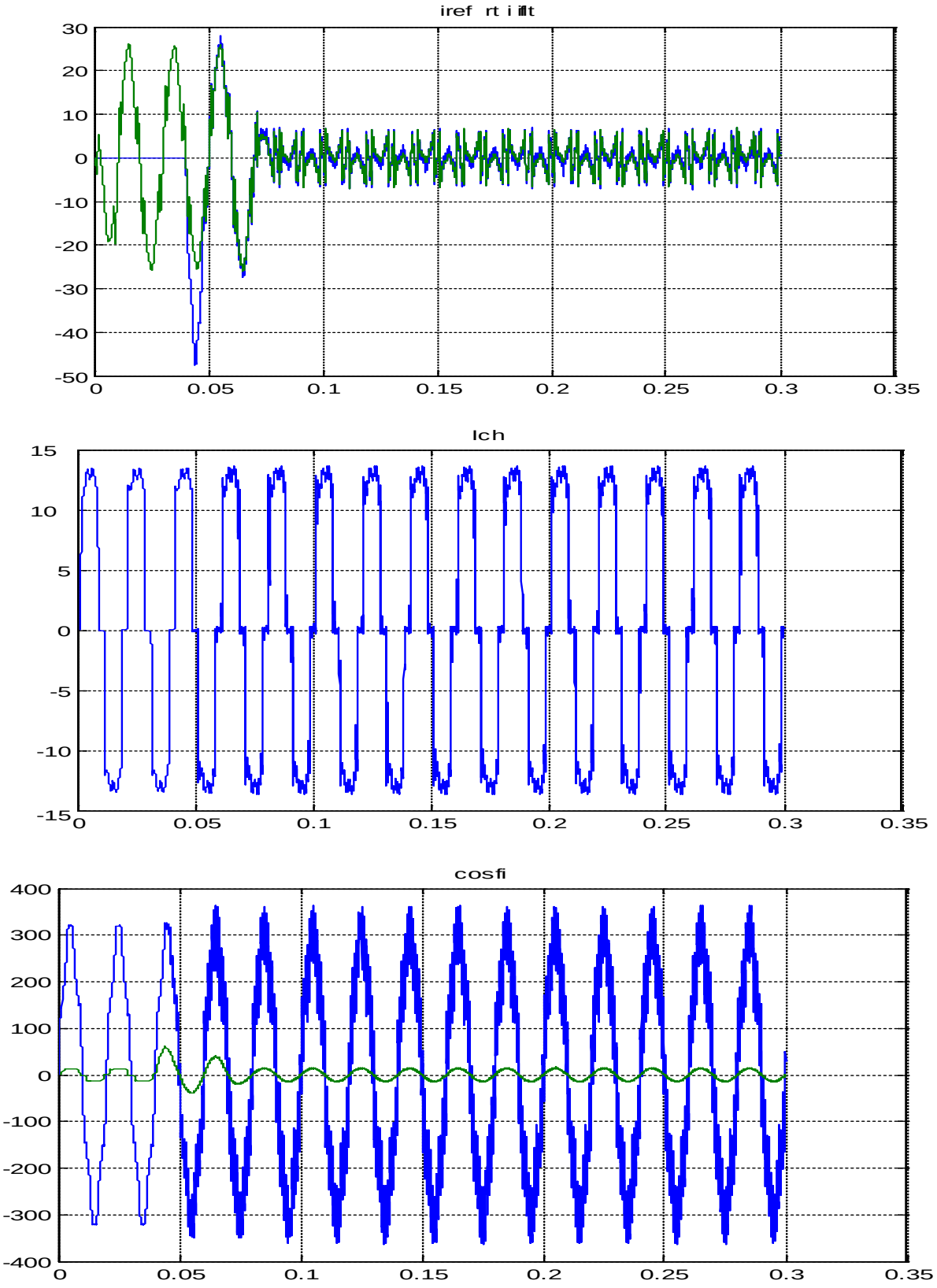
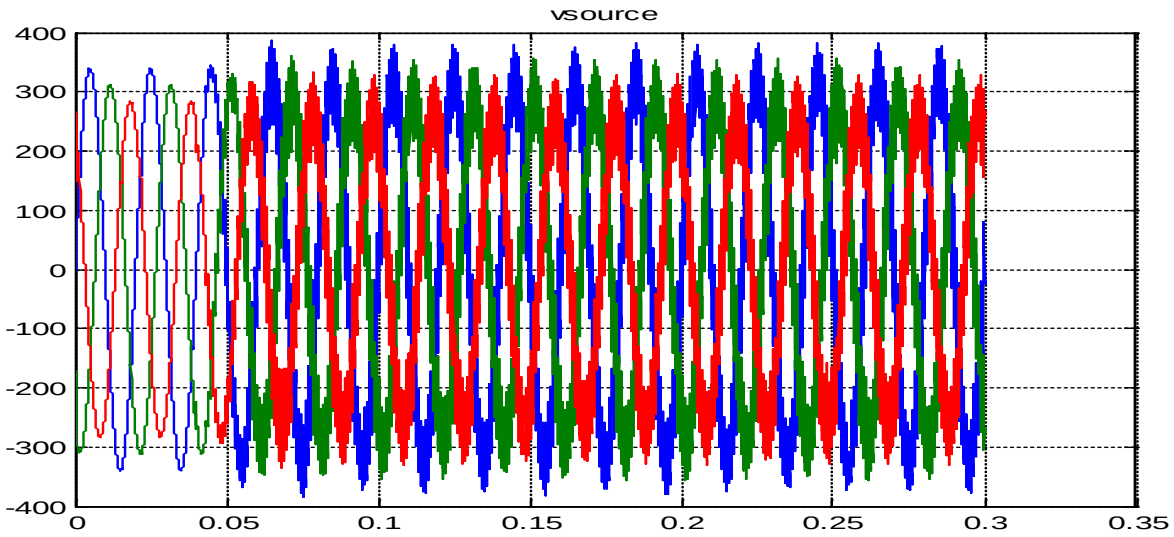
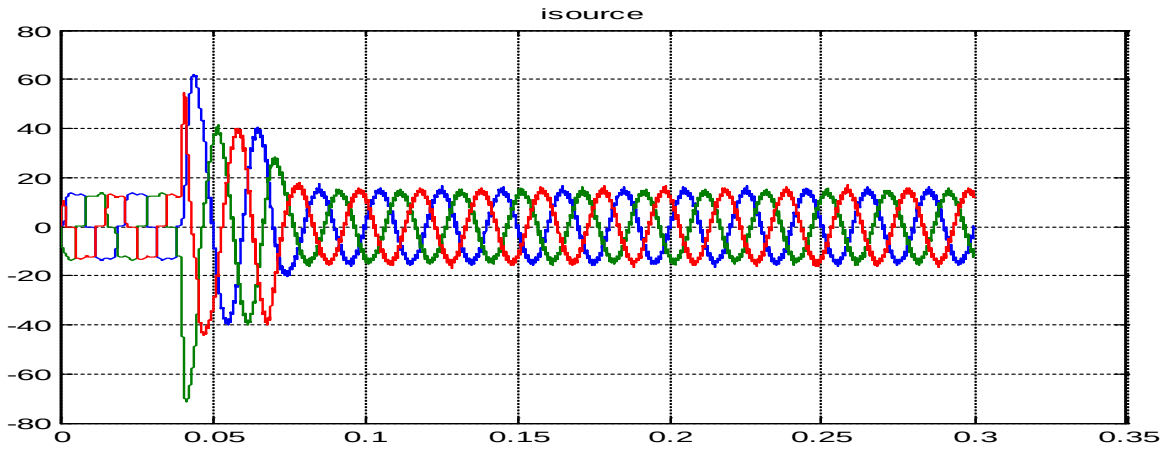
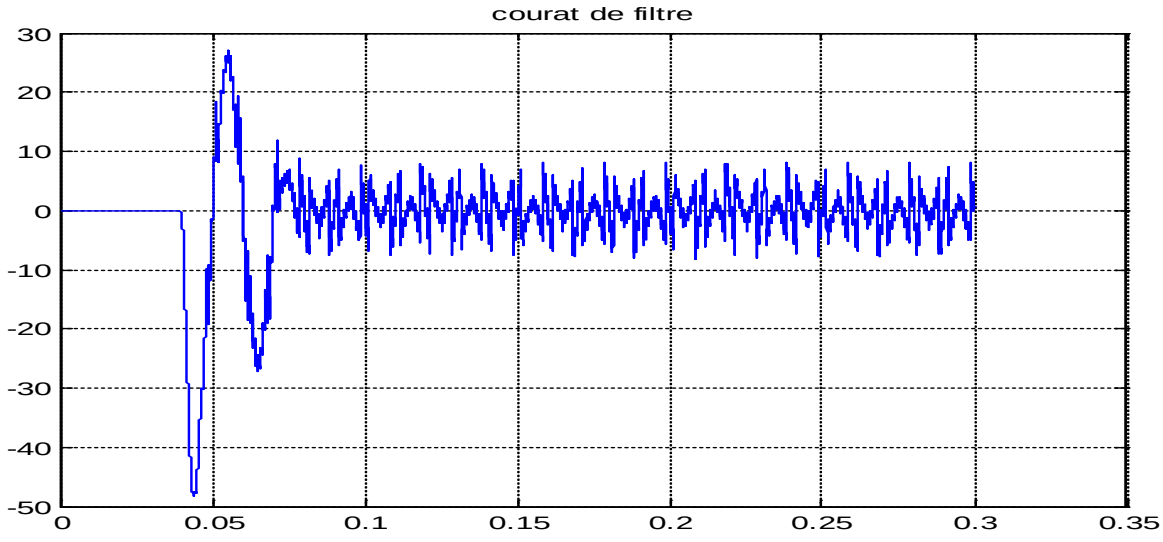


Figure III.22:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques

c-réseau déséquilibré sans harmoniques







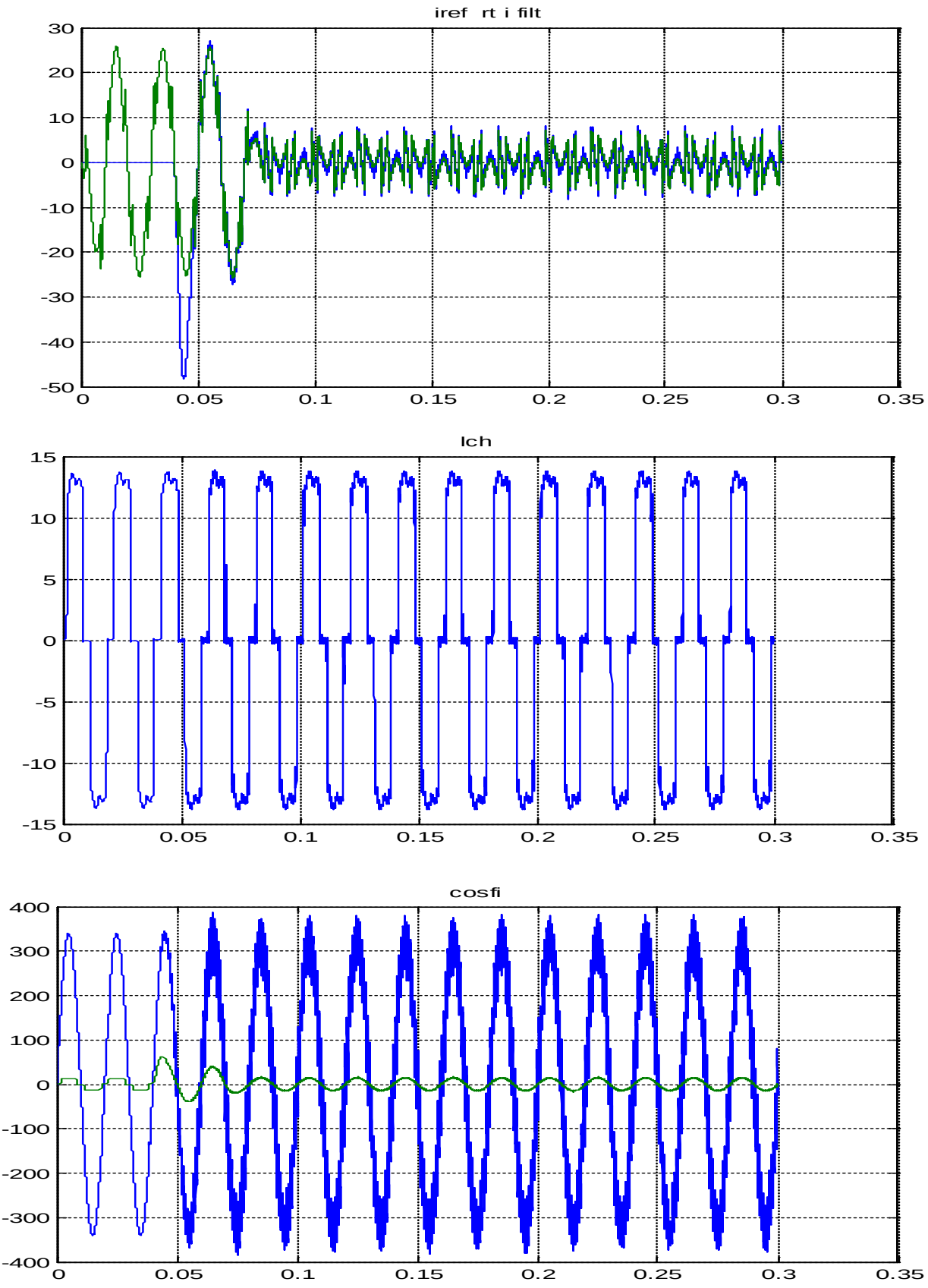
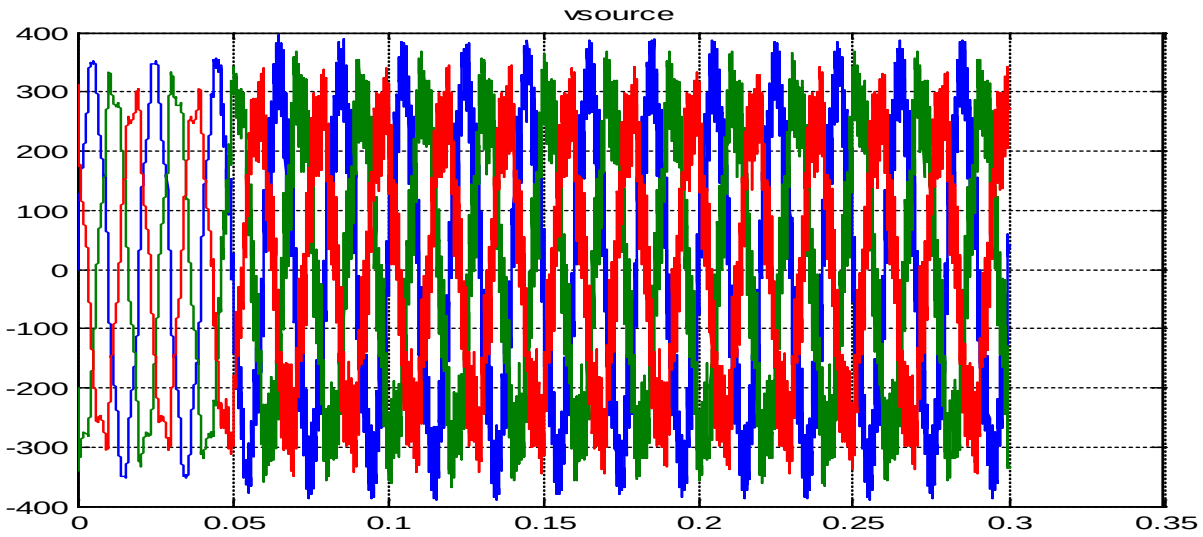
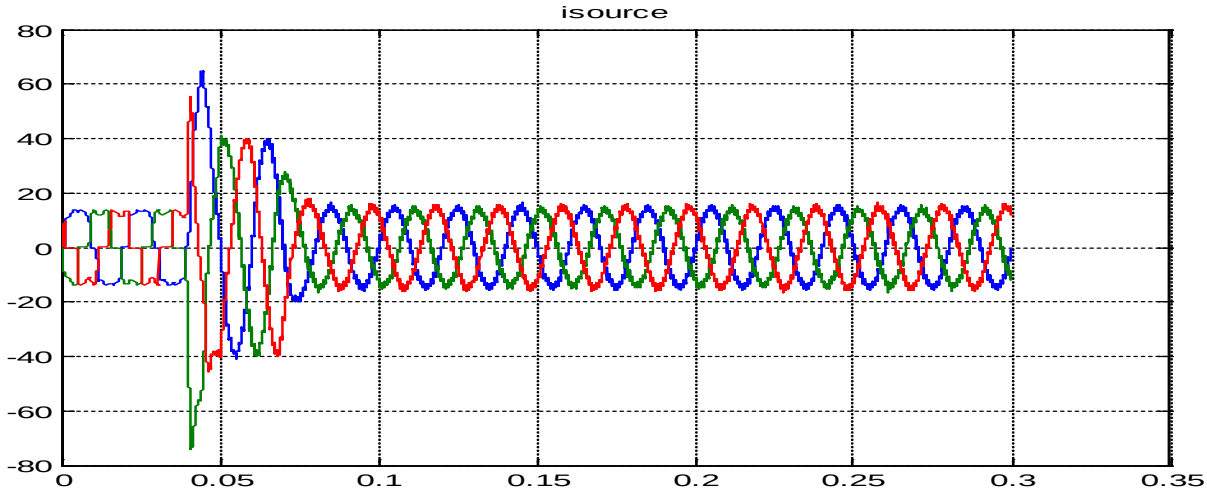
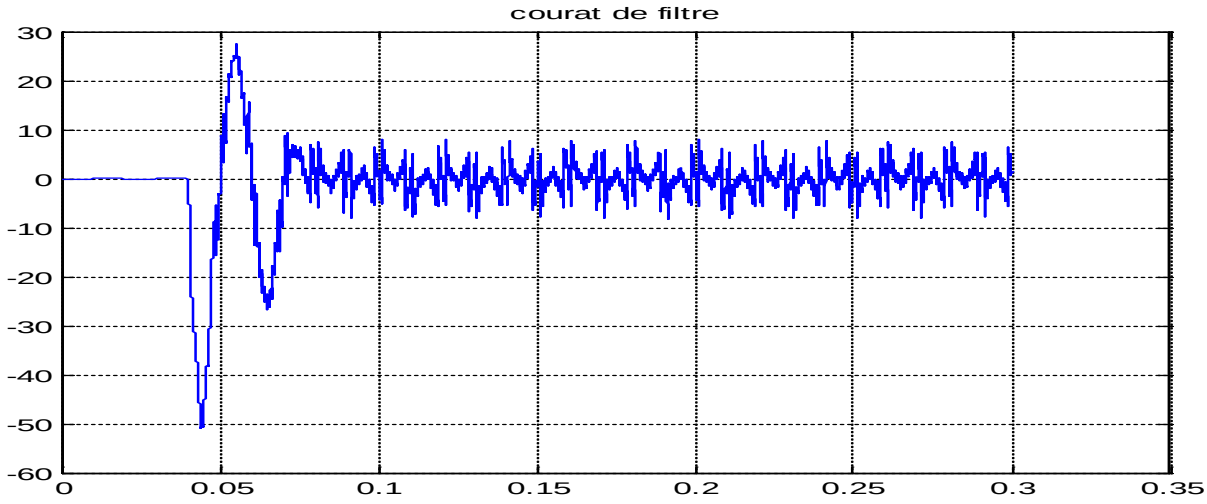


Figure III.23:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques

d-réseau déséquilibré avec harmoniques







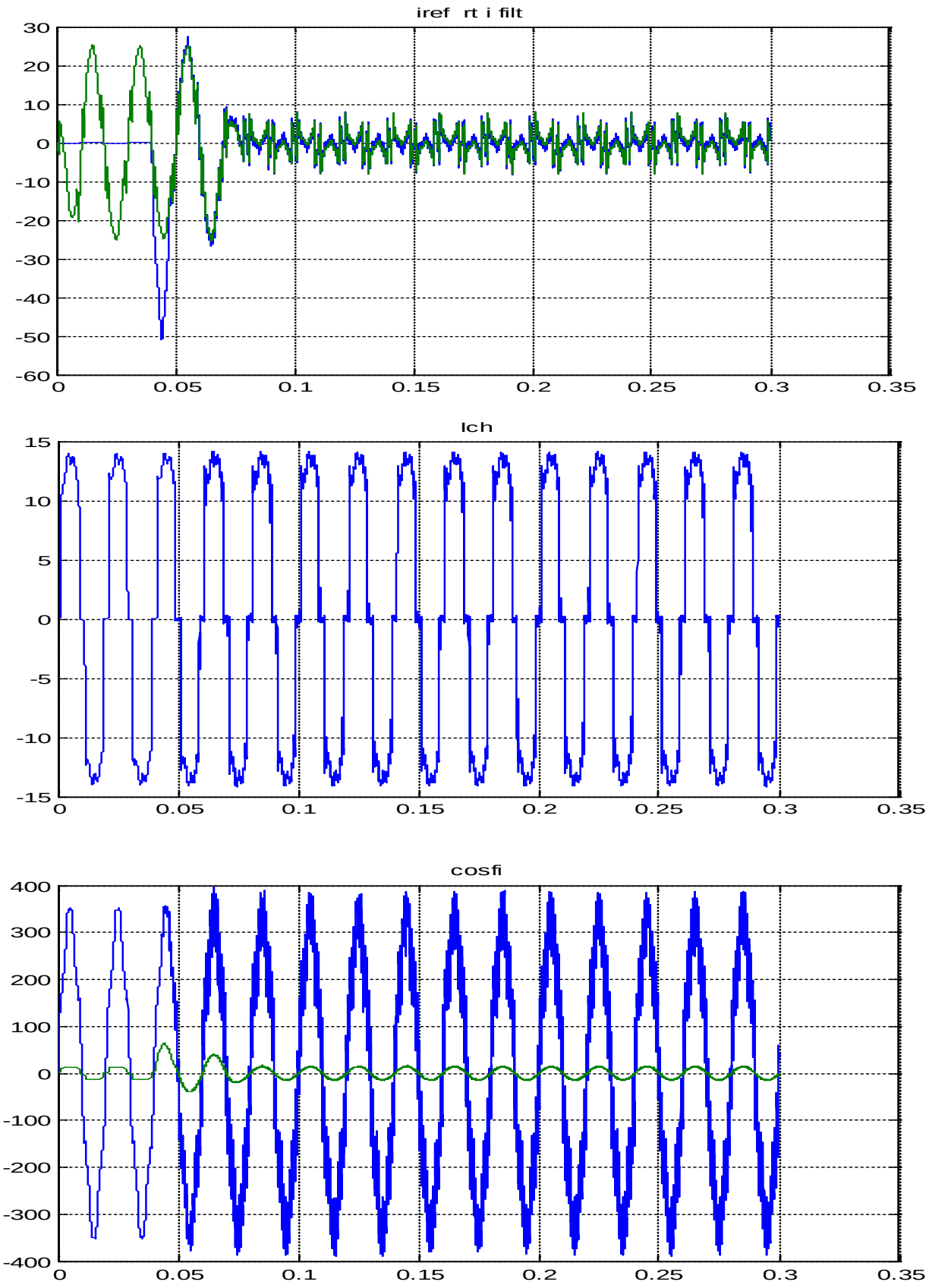


Figure III.24:Résultats de simulations pour méthode SRF_Hyst lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques

III.5.2.Resultats de simulation de la méthode SRF _ PWM

a-réseau équilibré sans harmoniques

I source : Courant de source,

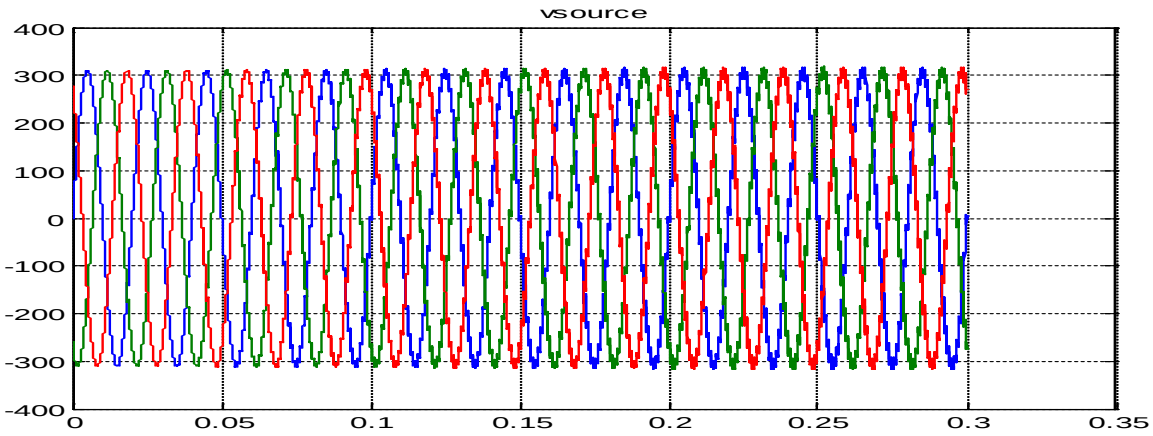
Vsource : Tension de réseau.

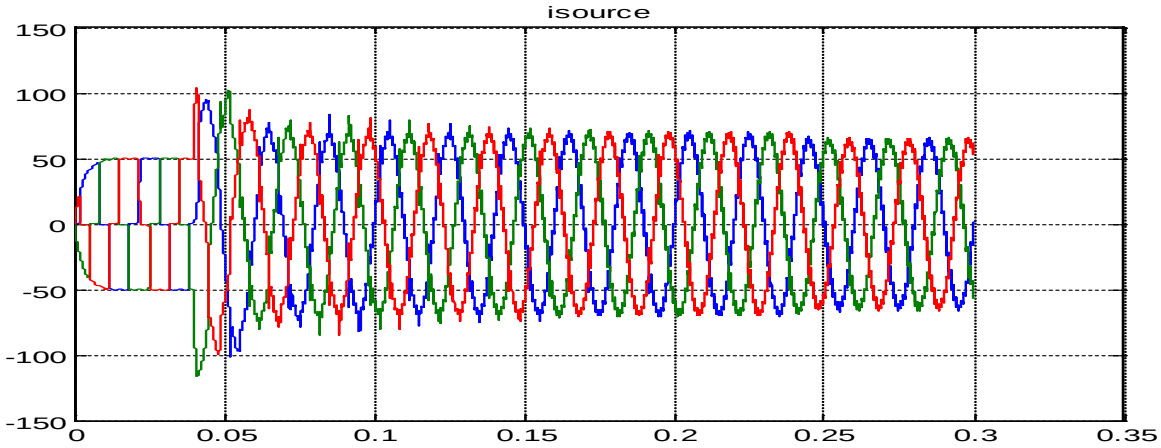
I filtre: Courant de filtre actif,

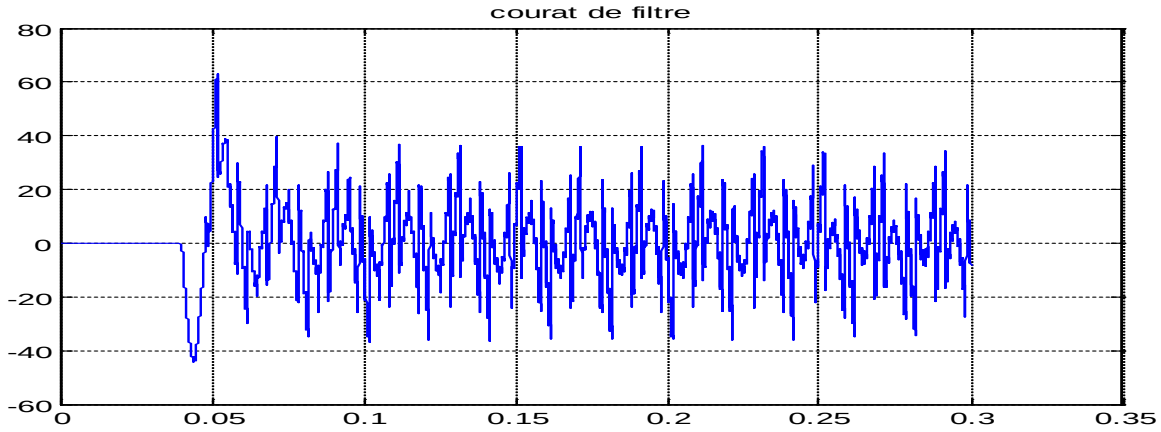
Ich : Courant de charge,

i ref et filt:le courant de réfrence et le courant de filtre

cosfi: le facteur de puissance







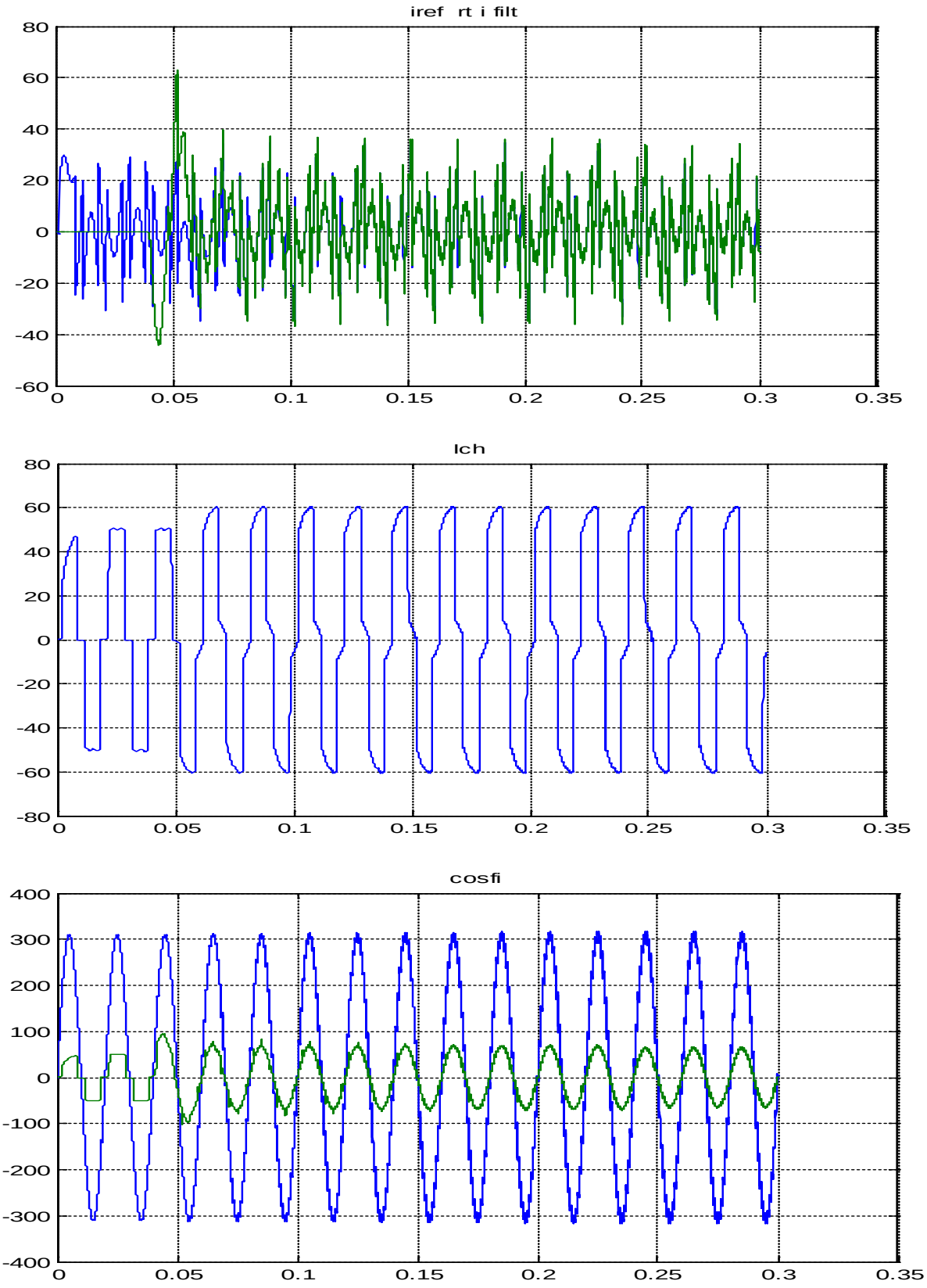
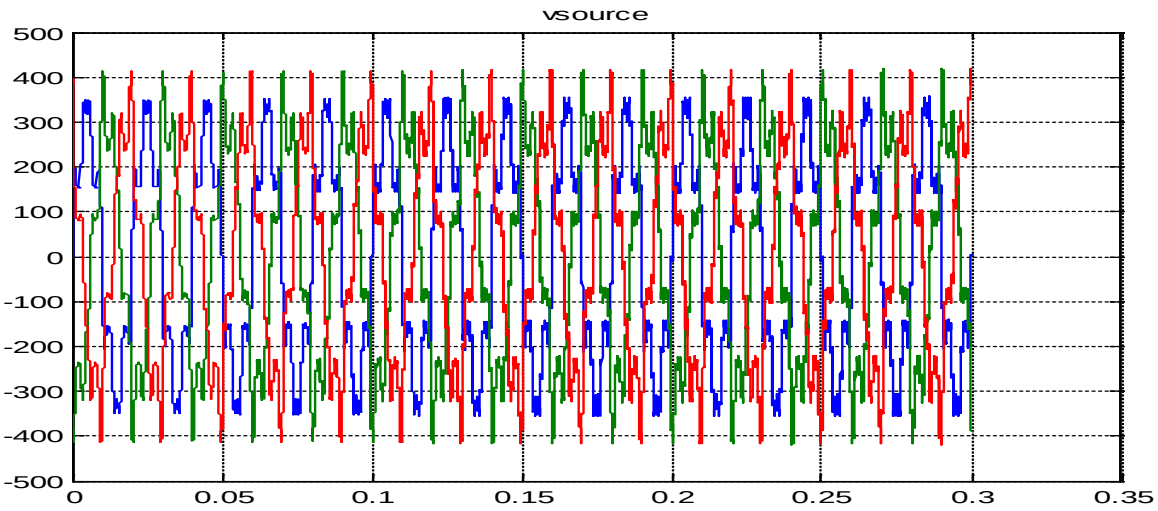
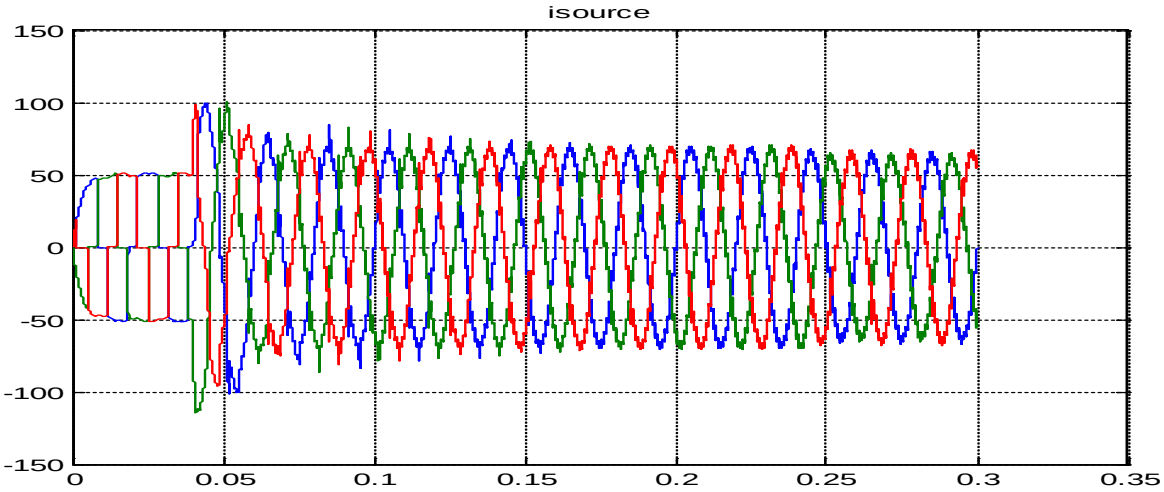
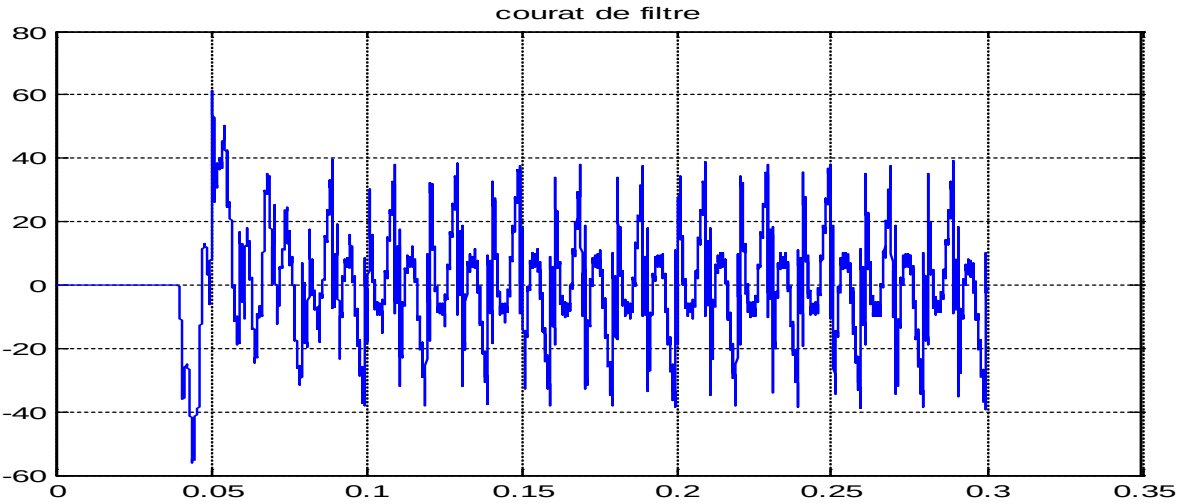


Figure III.25:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées sans harmoniques

b-réseau équilibré avec harmoniques







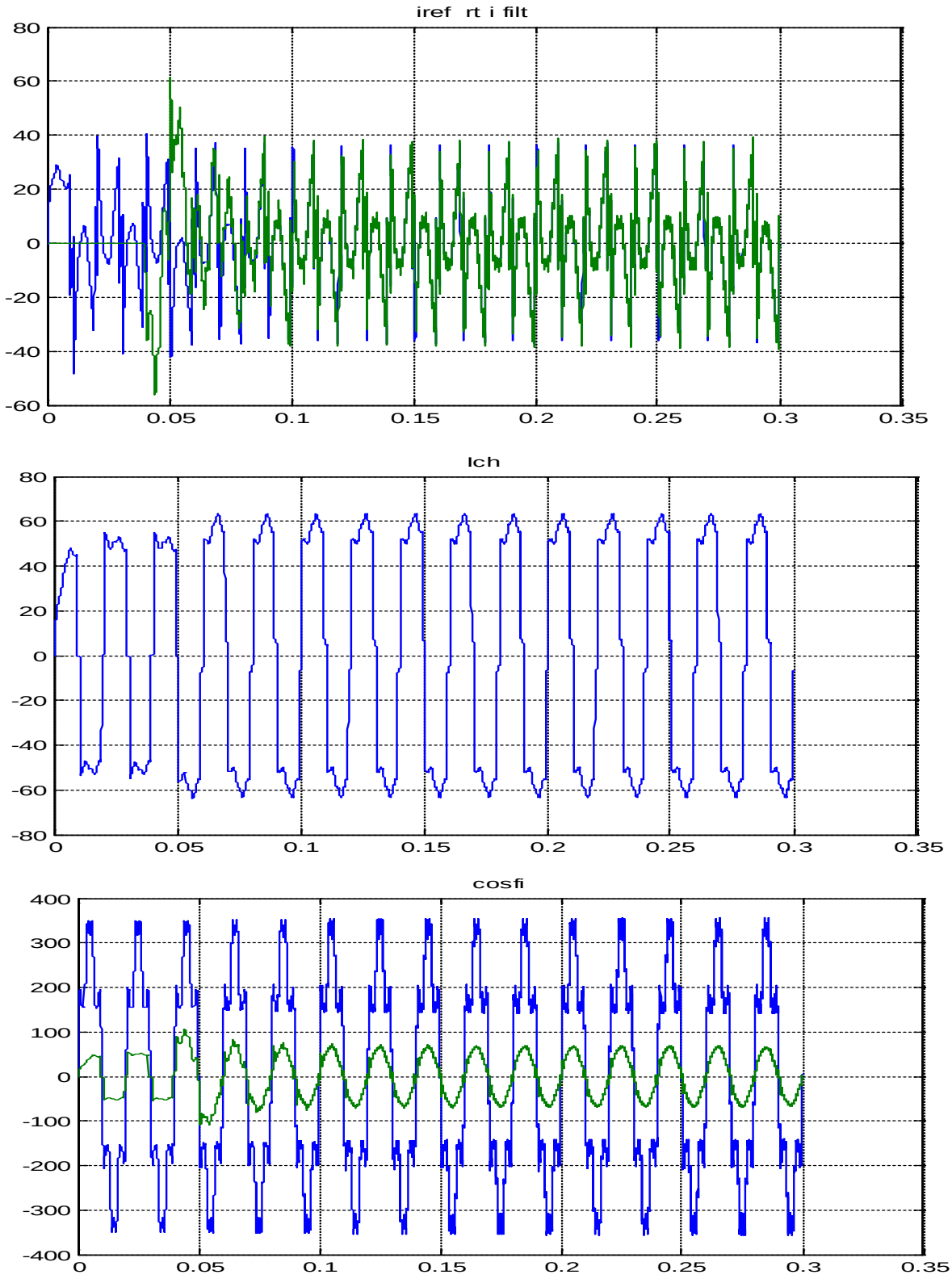
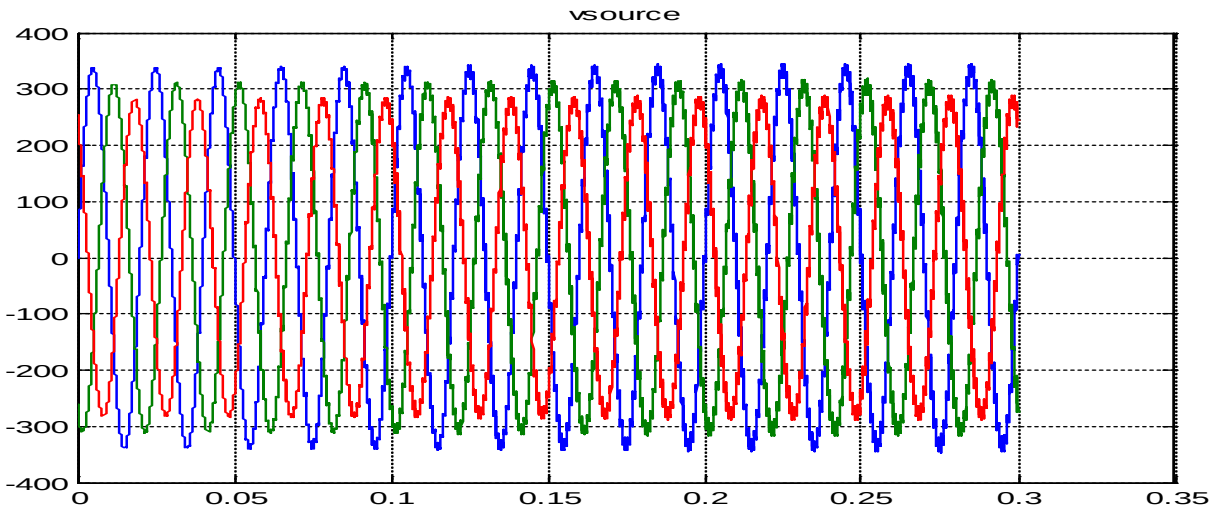
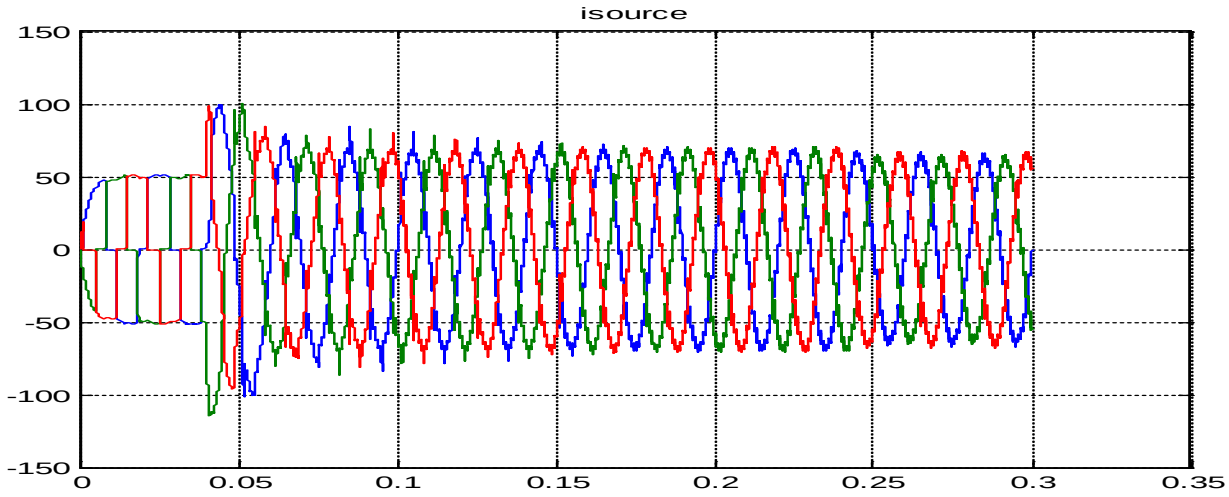
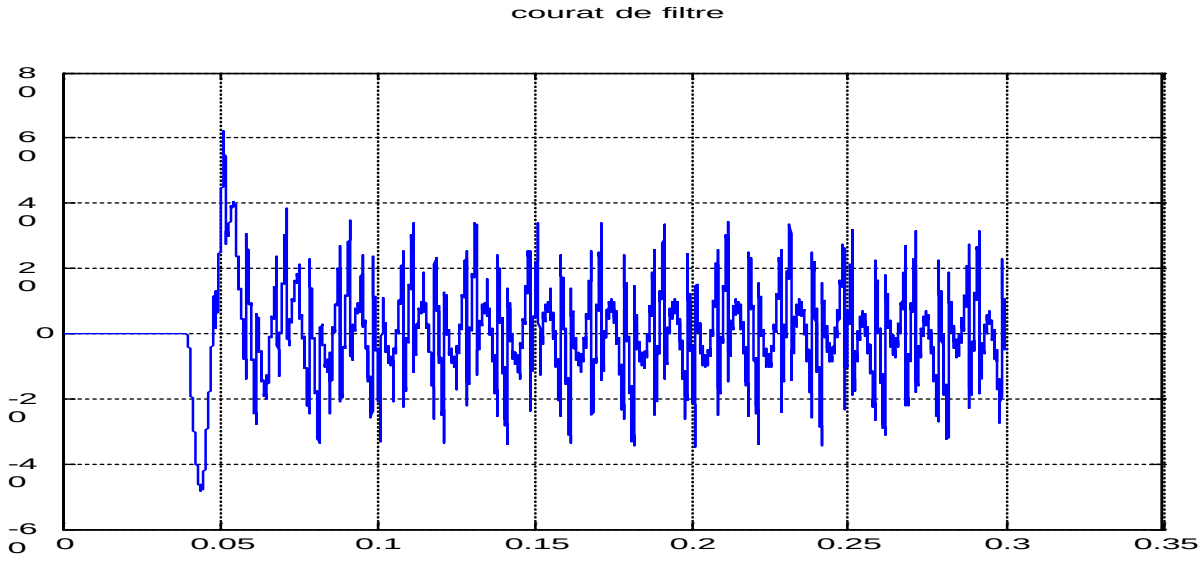


Figure III.26:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont équilibrées avec harmoniques

a-réseau déséquilibré sans harmoniques







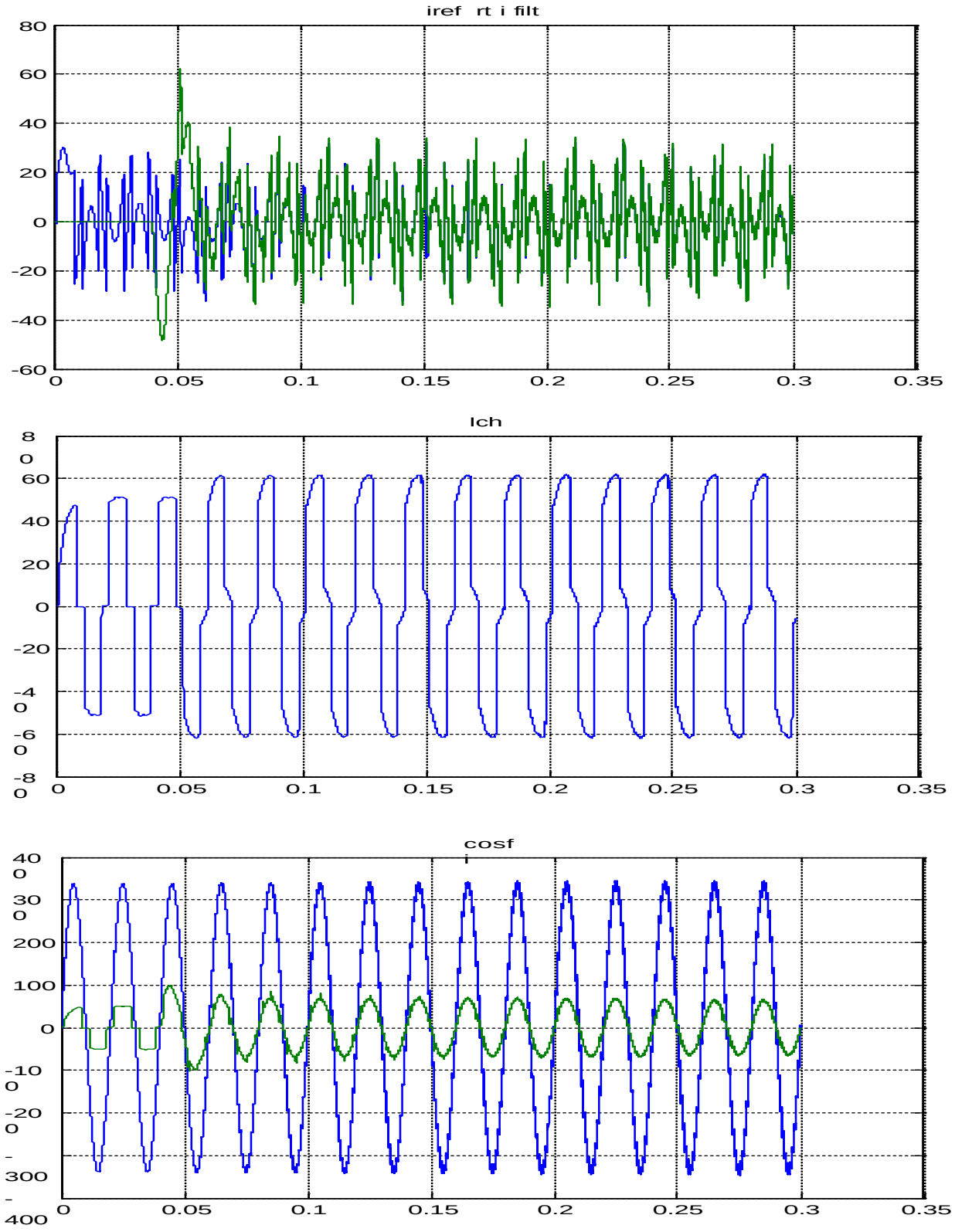
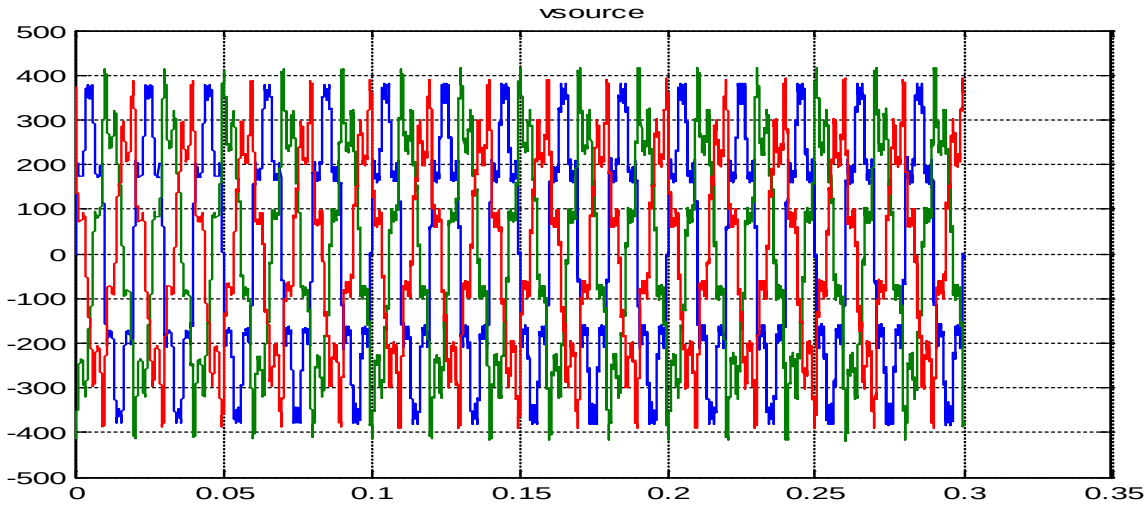
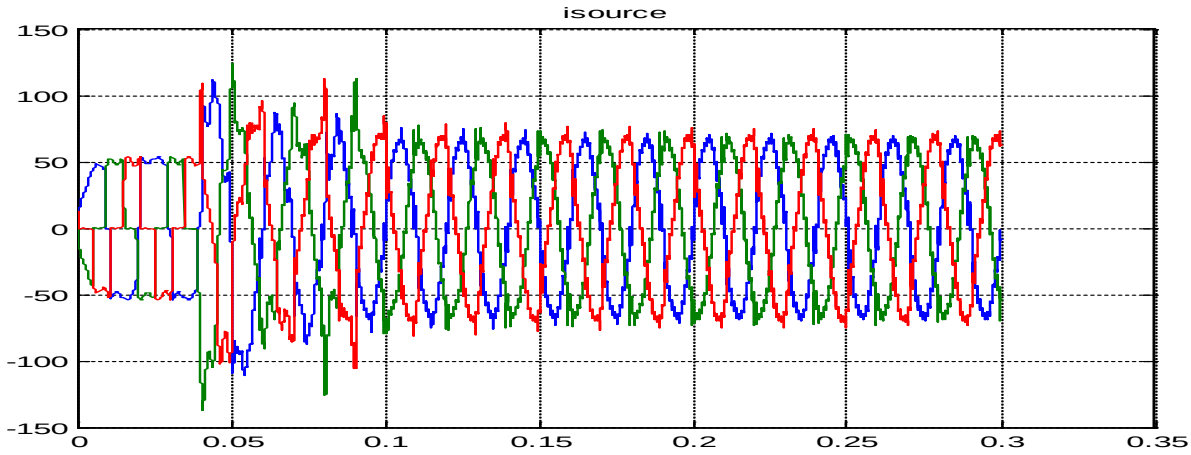
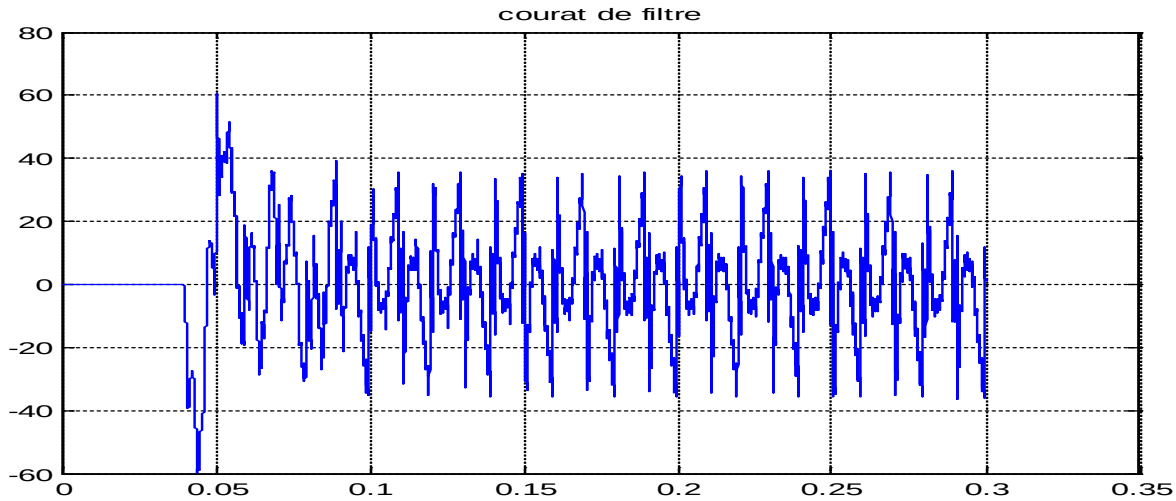


Figure III.27:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont déséquilibrées sans harmoniques

a-réseau déséquilibré avec harmoniques







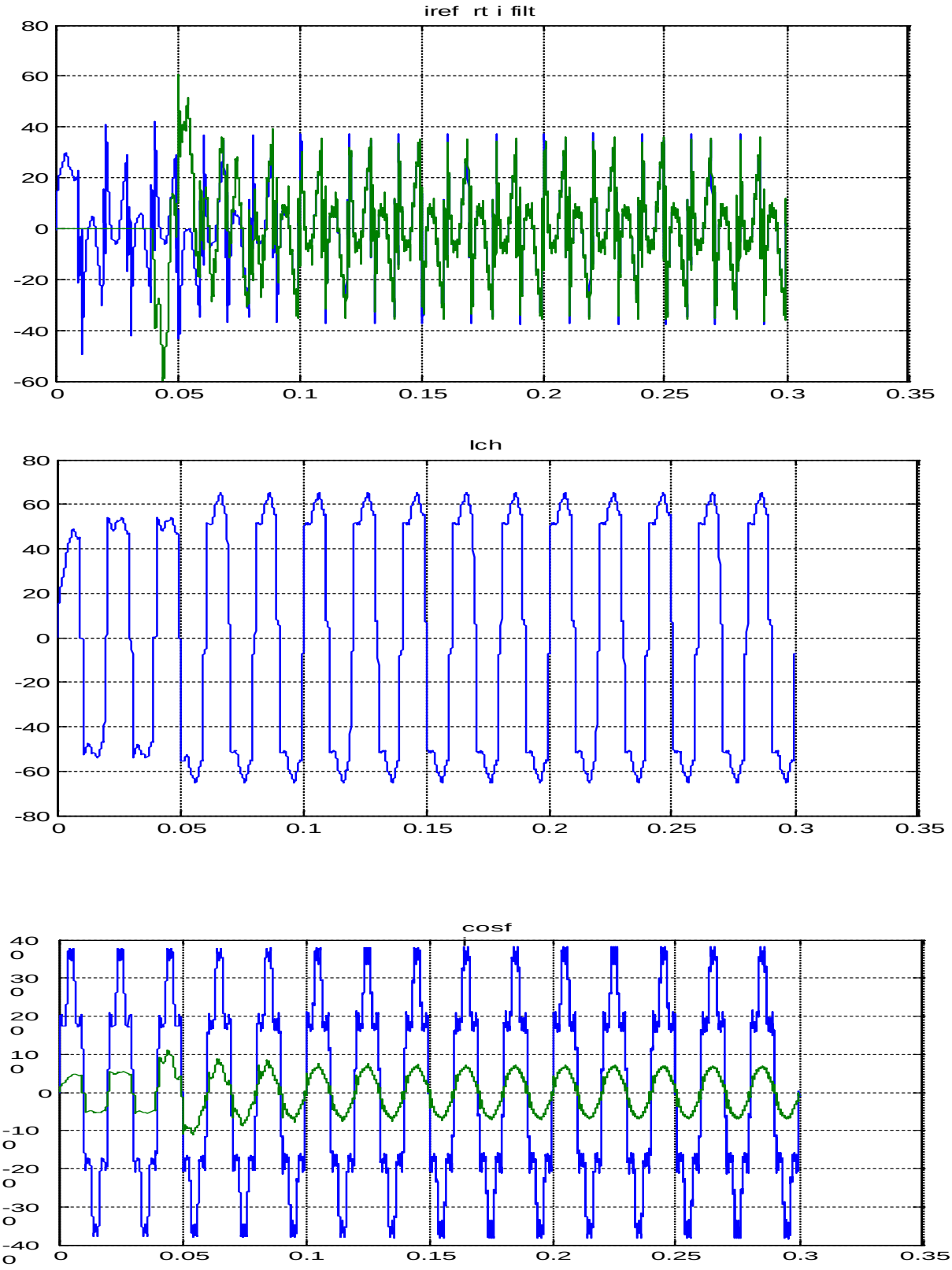


Figure III.28:Résultats de simulations pour méthode SRF_PWM lorsque les tensions de source sont déséquilibrées avec harmoniques

Tableau III-2. THDs des courants des phases avec régulateur hystérésis

Méthode	**pq**						**SRF**					
Phase	**I_1**		**I_2**		**I_3**		**I_1**		**I_2**		**I_3**	
Filtrage	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**
Equilibré sans harmoniques	**28,95**	**1,8**	**28,95**	**1,75**	**28,95**	**1,78**	**28,95**	**2 ,57**	**28 ,95**	**2 ,74**	**28,95**	**2 ,69**
Equilibré avec harmoniques	**26,21**	**10,77**	**31 ,27**	**10,67**	**31,67**	**10,76**	**26,21**	**3,41**	**31 ,27**	**3,89**	**31,67**	**3,37**
Déséquilibré sans harmoniques	**26,84**	**6,27**	**29,4**	**6,26**	**31,26**	**6,13**	**26,84**	**2,71**	**29,4**	**2,81**	**31,26**	**2,73**
Déséquilibré avec harmoniques	**21,99**	**15,94**	**31,76**	**7,1**	**34,71**	**12,88**	**21,99**	**3,66**	**31,76**	**3,96**	**34,71**	**3,67**

Tableau III-3. THDs des courants des phases avec régulateur PI_PWM

Méthode	**pq**						**SRF**					
Phase	**I_1**		**I_2**		**I_3**		**I_1**		**I_2**		**I_3**	
Filtrage	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**	**Av**	**Ap**
Equilibré sans harmoniques	**29 ,33**	**3,01**	**29,34**	**3,03**	**29,33**	**3,01**	**29,33**	**2,45**	**29 ,33**	**2,47**	**29 ,33**	**2,36**
Equilibré avec harmoniques	**32,69**	**11,03**	**37,19**	**10,57**	**39,53**	**10,97**	**32,69**	**7,29**	**37,19**	**6,01**	**39,53**	**6,66**
Déséquilibré sans harmoniques	**25,76**	**6,61**	**22,49**	**6,68**	**29,35**	**6,54**	**25,76**	**3,16**	**22,49**	**3,31**	**29,35**	**3,1**
Déséquilibré avec harmoniques	**32,23**	**16,04**	**36,01**	**7,27**	**42,59**	**13,05**	**32,23**	**8,2**	**36,01**	**5,25**	**42,59**	**7,39**

Interprétation :

Comparaison entre PQ et SRF

Les tableaux III.2 et III.3 montrent que la méthode PQ donne une résultat plus performantes que la méthode SRF dans les conditions idéales du réseaux électrique par contre la méthode SRF plus robuste dans les conditions défavorables du réseaux électrique. On peut, d'une manière générale, constater que la méthode SRF peut identifier les harmoniques des courants de charge de manière admittable; par contre, la méthode PQ ne peut pas identifier correctement les harmoniques des courants de charge

Comparaison entre hystérésis et MLI

Apres la comparaison entre les deux tableaux III.2 et III.3 on constate que le régulateur hystérésis donne des résultat plus performants que la méthode PWM, mais la méthode hystérésis a un inconvénient majeur c'est que la fréquence de commutation est inconnue par contre, avec la méthode PWM on peut tout simplement fixer la fréquence de découpage ,alors il conseille d'utiliser la méthode PI_PWM pour bien dimensionner les pertes du commutation , le refroidissement des interrupteurs et le rondement du convertisseur.

III.6. Conclusion

Le FAP permet de compenser les harmoniques de courant générés par des charges non-linéaires, connectées à un réseau électrique à trois fils, dans ce chapitre, . Nous avons étudié chacun des éléments de la partie contrôle du FAP :

- l'identification des courants de référence;
- la poursuite des courants de référence;
- la régulation de la tension continue.

Dans ce chapitre également, nous avons étudié et comparé les performances des méthodes d'identification des courants perturbés (méthodes *pq* et SRF), notamment lorsque les tensions de source sont déséquilibrées. Les résultats de cette étude ont montré que les composantes perturbatrices des tensions (harmoniques et déséquilibre) introduisent des composantes non désirées des puissances instantanées qui faussent de manière importante l'identification des courants de référence dans le cas de la méthode *pq*.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude et la simulation d'un filtre actif parallèle , pour se faire nous l'avons partagé en trois chapitres.

Avant d'aller au cœur de notre objectif, au premier chapitre nous avons présenté les différentes sources de pollution des réseaux électriques, leurs conséquences sur le réseau et l'ensemble du matériel électrique ainsi que les différentes méthodes de dépollution proposées dans la littérature. Les normes et recommandations données par les différents organismes que nous avons présentées dans ce chapitre .

Nous avons consacré le deuxième chapitre à l'étude du filtre actif parallèle , nous avons présenté les différents organes de la partie puissance qui constituent le filtre actif parallèle et leurs rôles,

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié la partie commande qui consiste d'abord en l'identification des harmoniques générés par la charge non linéaire. Ce qui nous a mené à développer deux méthodes d'identification des courants perturbateurs (la méthode des puissances instantanées et la méthode de la détection synchrone). Nous sommes ensuite passés à la régulation de la tension continue du fait que nous avons utilisé une source de tension flottante, pour cela nous avons utilisé un régulateur proportionnel intégral PI. A la fin, nous avons présenté et appliqué deux types de commande de l'onduleur (la commande par hystérésis et la commande par MLI), nous avons vu que la commande de l'onduleur par MLI nécessite aussi l'introduction de régulateurs PI pour chaque phase du courant.

Toutes nos simulations ont été faites sous environnement Matlab, les résultats que nous avons obtenus révèlent que les deux types de commande (hystérésis et MLI) satisfont largement les normes imposées, mais la méthode pq ne peut pas identifier bien correctement les harmoniques des courants de charge comme laméthode SRF .

Bibliographie

[1] **G. SEGUIER**, L électronique de puissance, DONOD 1985.

[2] **S. GUFFON**, Modélisation et commande à structure variable de filtres actifs de puissanc,. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Gronoble, 2000.

[3] **T .DEFLANDRE, M. PHILIPPE**, Les harmoniques sur les réseaux électriques, Electricité de france-Direction des études et recherches, Edition Eyrolles, 1998.

[4] **D.OULD ABDESLAM**, Techniques neuromimètiques pour la commande dans les systémes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension, Thèses de Doctorat, Université de Haute-Alsace, U.F.R. des sciances et techniques ,2005.

[5**]** **M . ALALI**, Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques Basses Tension, Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2002.

[6] **C .FETHA**, Analyse et amélioration de l'indice da la non-symétrie de la qualité de l'énergie électrique, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2006.

[7] I**.ETXEBERRIA-OTADUI**. Sur les systèmes de l'électroninique de puissance dédiés à la distribution électrique : Application à la qualité de l'énergie. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble avec le (lable Européne), 2003.

[8] **C.LOTT, LAPIERE, H.POULIQUEN, S.SAADATE**, Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques: Modélisation, Simulation numérique et expérimentation, Journal de physique III, France (1997).

[9] **P.POURE, S.SAADATE et B.DAVA**, Filtrage dynamique d'harmoniques d'un réseaux électrique à l'aide d'une machine à double alimentation commandée par le rotor, J/Physique III, page 2087-2099,1995.

[10] **M. AOUES** . Filtrage actif des harmoniques générés par un redresseur triphasé, Mémoire de Magister, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2004.

[11] **N.NRYANT**, Etude et commande généralisées des filtres actifs parallèles : Compensation globale ou sélective des harmoniques : Régime équilibré ou déséquilibré, Thèse de Doctorat, Université de Nantes , 1999.

[12**] K. HADDAD, G. JOOS**, Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter, IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp 236-241, Aug. 1999

[13] **B. SINGH, K. Al-HADDAD, A. CHANDRA**, "A review of active filters for power quality improvment", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, October 1999.

[14] **H. AKAGI**, "Modern active filters and traditional passive filters", Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 54, no. 3, 2006.

[15] **H. AKAGI, Y. KANAZAWA, A. NABAE**, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits", International power electronics conference, pp. 1375-1386, Japan, 1983.

[16] **L. ZELLOUMA**, Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé, Thèse de magister, Université de annaba, 2006.

[17] **S. KEBIRI**, Modélisation et simulation d'un filtre actif multi niveaux, Thèse de magister, Université de TIZI OUZOU, 2009.

[18] **S. KARIMI**, Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop": application au filtre actif parallèle, Thèse de doctorat, Université de Nancy-I, 2009.