

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Réf. :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention Du diplôme de

Doctorat en sciences

Spécialité : Génie Electrique

Option : Electrotechnique

Etude, Modélisation & Commande des Filtrés Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle

Présentée par :

CHENNAI Salim

Soutenue publiquement le : 19 / 09 / 2013

Devant le jury composé de :

Président	: K. Srairi	Professeur	Université de Biskra
Rapporteur	: M-T. Benchouia	Maître de Conférences-A-	Université de Biskra
Examineur	: F. Zidani	Professeur	Université de Batna
Examineur	: N. Goléa	Professeur	Université d'Oum El-Bouaghi
Examineur	: K. Bara	Maître de Conférences-A-	Université d'Oum El-Bouaghi
Examineur	: A. Goléa	Professeur	Université de Biskra

REMERCIEMENTS

Cette thèse de Doctorat a été préparée au Laboratoire Electronique de Puissance & Commande Electrique du Département Génie Electrique du Centre de Recherche Nucléaire de Birine.

Il m'est très difficile d'exprimer en quelques mots mes remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur **BENCHOUIA Mohamed Toufik**, Maître de conférences (A) au Département Génie Electrique à l'université Mohamed Kheider de Biskra pour la confiance qu'il m'a accordée en me proposant cette thématique de recherche. Qu'il soit remercié pour avoir dirigés mes travaux et pour en être l'encadreur de cette thèse de doctorat. Durant ces années de préparation de cette thèse, j'ai surtout apprécié sa grande disponibilité, sa compétence scientifique, ces conseils et suggestions qui ont contribué à l'avancement de mon travail, que cette thèse reste pour lui un témoignage constant de toute ma reconnaissance.

Mes remerciements s'adressent à Monsieur **SRAIRI Kamel**, Professeur à l'université de Biskra qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont également à Madame **ZIDANI Fatiha**, Professeur à l'université de Batna pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur **GOLEA Nouredine**, Professeur à l'université d'Oum El-Bouaghi pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur **BARA Kamel**, Maître de conférences (A) à l'université d'Oum El-Bouaghi pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur **GOLEA Amar**, Professeur à l'université de Biskra pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur **ZOUZOU Salah Eddine**, Professeur et chef du Laboratoire L.G.E.B à l'université de Biskra pour m'avoir accueilli au sein de son Laboratoire afin de préparer cette thèse de doctorat.

Je ne peux conclure cet espace sans penser à ma grande et petite famille en particulier ma femme, mes enfants **Mouhamed Nour El-Islem**, **Douaâ Hadil** et la toute petite princesse **Janna Ilef**, mes frères et sœurs, mes proches et mes amis qui m'ont soutenu et encouragé durant toute la période de la préparation de cette thèse.

Publications et Communications du doctorant

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse de doctorat ont été concrétisés par plusieurs publications dans des revues internationales et communications dans des conférences internationales et/ou nationales en génie électrique:

Publications (Revues Internationales):

- [1] **Chennai salim**, Benchouia M.T and Goléa A, “Harmonic currents compensation based on three-phase three-level shunt active filter using fuzzy logic current controller”, **Journal of Electrical Engineering & Technology JEET (KIEE)**, ISSN 2093-7423, September, Vol.6(2011) No.5, pp.595-604.
<http://www.jeet.or.kr/LTKPSWeb/pub/>
- [2] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “A simplified control scheme for three-phase three-level (NPC) series active filter to compensate all voltage perturbations”, **Acta Electrotechnica et Informatica**, AEI, ISSN 1338-3957, Vol.11 (2011) No.4, pp.52-59.
<http://versita.metapress.com/content/122261>
- [3] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “Intelligent controllers for three-level (NPC) shunt active filter to compensate reactive power and eliminate current harmonics”, **Acta Electrotechnica**, ISSN 1841-3323, September, Vol.52 (2011), No.2, pp.100-108.
http://ie.utcluj.ro/acta_contents.php
- [4] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “Three-level (NPC) series active filter based on fuzzy logic voltage controller to compensate voltage sags, swells, harmonics and unbalances”, **Journal of Electrical Engineering**, JEE, ISSN 1582-4594, March, Vol.12 (2012) No.1, pp.100-110.
<http://www.jee.ro/>
- [5] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “Shunt active filter using intelligent controllers based on three-level (NPC) inverter to compensate current harmonics”, **Journal of Electrical Engineering**, JEE, ISSN 1582-4594, September, Vol.11 (2011), No.4, pp.167-177.
<http://www.jee.ro/>
- [6] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “Intelligent Controllers for Shunt Active Filter to Compensate Current Harmonics based on SRF and SCR Control Strategies”, **International Journal on Electrical Engineering and Informatics**, IJEEI, ISSN 2087-5886 , Vol.3 (2011) No.3, pp.372-393.
<http://ijeei.org/archives-number-12.html>

[7] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “An artificial neural network controller for three-level shunt active filter to eliminate current harmonics and compensate reactive power ”, **Majlesi Journal of Electrical Engineering**, MJEE, ISSN 2008-1413, September, Vol.5(2011) No.3, pp.24-32.

<http://journals.iaumajlesi.ac.ir/ee/index/index.php/ee/article/view/459>

[8] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, Zouzou S.E, “Shunt active filter based on three-level NPC inverter using current and DC voltage artificial neural network controllers”, **International Electrical Engineering Journal**, IEEJ, ISSN 2078-2365, Vol.1(2011) No.1, pp.523-528.

<http://ieejournal.com/issue.html>

Communications (Conférences Internationales & Nationales):

[1] **Chennai salim**, Benchouia M-T, Goléa.A, Zouzou S.E “Application des réseaux de neurones dans la commande d’un filtre actif parallèle en utilisant Matlab-Simulink ”, 6th International Conference on Electrical Engineering’2010, CEE’2010, Université de Batna, Algeria, 11- 13 October 2010.

[2] **Chennai salim**, Benchouia M-T, Goléa.A, Zouzou S.E “Utilisation des réseaux de neurones dans l’implémentation de la technique de commande SVPWM sous Matlab-Simulink”, 6th International Conference on Electrical Engineering’2010, CEE’2010, Université de Batna, Algeria, 11- 13 October 2010.

[3] **Chennai salim**, Benchouia M-T, Goléa.A, Zouzou S.E “Fuzzy logic current controller for shunt active filter to compensate harmonics currents based on ANN dc voltage regulator ”, International Conference on Electrical Engineering, electronics and automatics’2010, ICEEEA’2010, Université de Bejaia, Algeria, 2-3 November 2010.

[4] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “Shunt active filter based on intelligent controllers to compensate harmonic currents using two control strategies”, 7^{ème} Conférence sur le Génie Electrique, CGE’07, Ecole Militaire Polytechniques, Bordj El Bahri, Alger, Algérie, 12-13 Avril 2011.

[5] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “Improved power energy Quality using a shunt active filter based on fuzzy control operating under non ideal voltage conditions”, 2^{ème} Conférence Nationale sur les Systèmes d’ordre Fractionnaires et leurs Applications, SOFA’2011, Université de Tizi-Ouzou, 24-26 Octobre 2011.

- [6] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “ Three-phase series active power filter to protect sensible loads based on fuzzy voltage controller at distorted supply network”, 2^{ème} Conférence Nationale sur les Systèmes d'ordre Fractionnaires et leurs Applications, SOFA'2011, Université de Tizi-Ouzou, 24-26 Octobre 2011.
- [7] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “ Series active power filter for harmonic voltage compensation using two control strategies based on fuzzy control techniques”, 4th International Conference on Electrical Engineering, ICEE'2012, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB), 07-09 Mai 2012.
- [8] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “ Series active power filter performances based on hysteresis and fuzzy controllers to compensate harmonic voltage perturbations using instantaneous reactive power strategy”, 7th International Conference on Electrical Engineering'2012, ICEE'2012, Université de Batna, Algeria, 08-10 October 2012.

Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle

Résumé :

L'objectif de cette thèse est l'étude théorique et par simulation numérique des systèmes de filtrage active de puissance en utilisant différentes stratégies de contrôle à base de contrôleurs conventionnels et intelligents en vue de réduire les harmoniques de courant et/ou de tension à des valeurs conforme aux normes standards. Aujourd'hui les contrôleurs intelligents à base de réseaux de neurones artificiels ou à logique floue sont l'alternative la plus utilisée pour le contrôle des systèmes électrique de puissance, ils sont d'une mise en œuvre facile, ne nécessitent pas de modèles mathématiques complexes et permettent d'obtenir des performances meilleurs comparés aux contrôleurs conventionnelles. Dans un premier temps nous avons présentés les différentes perturbations qui peuvent avoir lieu dans les réseaux électriques, les normes standards internationales ainsi que l'ensemble de systèmes de filtrage de puissance moderne en particulier le Filtre Actif Parallèle (FAP), le Filtre Actif Série (FAS) et le Conditionneur Universel d'Energie Electrique (UPQC : Unified Power Quality Conditioner). Dans un deuxième temps, l'étude à été focalisé sur le FAP dédié à la compensation des harmoniques du courant source en utilisant différentes stratégies de contrôle pour diverses conditions de tension. Afin de protéger les charges sensibles l'étude à porté ensuite sur le FAS dédié à la compensation des harmoniques de tension et des différentes autres perturbations liés à la tension en particulier les creux de tension, surtension, déséquilibre, etc.... Afin de remédier les inconvénients des systèmes FAP et FAS nous avons étudié par la suite, les différentes configurations d'UPQC qui est la solution universelle la plus adoptée dans les réseaux électriques permettant la compensation des toutes les perturbations. La commande des différents systèmes étudiés est réalisée moyennant des contrôleurs conventionnels puis intelligents (MLPNNs et/ou FLC) pour des topologies de convertisseurs deux et trois-niveaux (NPC). Les modèles de simulations sont développés en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem. L'évaluation des performances de chaque système de filtrage étudié tient compte de son comportement en régime dynamique et permanent. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité des modèles proposés en particulier ceux à base des contrôleurs intelligents pour la compensation des harmoniques courant et/ou tension dans les réseaux électriques.

Mots-clés :

Contrôleur Intelligent, Filtre actif parallèle(FAP), Filtre actif série (FAS), Unified Power Quality Conditioner (UPQC), Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC), Méthode du référentiel lié au synchronisme, Méthode des courants de référence synchrone, compensation des harmoniques courant et tension.

Study, Modeling and Control of Active Power Filters: Artificial Intelligent Techniques Contribution

Abstract:

The objective of this thesis is the theoretical and numerical simulation study of the active power filter systems using different control strategies based on conventional and intelligent controllers to reduce the current and/or voltage harmonics to standards values. Today intelligent controllers based on artificial neural networks and fuzzy logic are more used for the power electric system controls, their advantages are easy implementation, do not require complex mathematical model and have improved performances compared to conventional controllers. In the first part we presented the various disturbances that can occur in electrical networks, international industry standard norms and the different power system filtering particularly Shunt Active Filter (Shunt AF), Series Active Filter (Series AF) and Universal Power Quality Conditioner (UPQC). In a second part the study was focused on Shunt AF dedicated to the harmonic currents source compensation using different control strategies for various voltage conditions. To protect sensitive loads, the study is focused on the Series AF used to compensate voltage harmonics and all other voltage disturbances such as voltage sags, flickers and unbalances. To overcome the disadvantages of SAF and SAF systems we have studied different configurations of UPQC which is the universal solution adopted in most power systems to compensate all disturbances. The control of all systems studied is based on MLPNNS and/or FLC controllers using the two and three-level (NPC) inverter topology. The simulation models are developed using MATLAB-Simulink software and SimPowerSystems Toolbox. The performances evaluation of each configuration studied is based on their comportment in steady and dynamic state. The obtained simulations results demonstrate the effectiveness of the proposed models particularly these based on intelligent controllers to compensate current and/or voltage harmonics in electrical network.

Keywords:

Intelligent controller, Shunt active filter (Shunt AF), Series active filter (Series AF), Unified Power Quality Conditioner (UPQC), Three-level (NPC) inverter, Synchronous reference frame method, Synchronous reference current method, Harmonics current and voltage compensation.

دراسة ، نمذجة وتحكم لأنظمة تصفية الطاقة الفعالة : إسهام تقنيات الذكاء الاصطناعي

ملخص:

الهدف من هاته الأطروحة هو دراسة نظريه و محاكاة رقمية للمصافي الفعالة الطاقية باستعمال مختلف الإستراتيجيات و نظم التحكم التقليدية و الذكية وهذا للقضاء على توافقيات التيار أو فرق الكمون إلى مستويات تتناسب مع المعايير الدولية. هاته نظم التحكم الذكية القائمة على الشبكات العصبية الاصطناعية والتحكم بالمنطق الضبابي هي اليوم أكثر إستعمالا للتحكم في الأنظمة الطاقية الكهربائية وتتمثل أهميتها في كونها سهلة الإستعمال، لا تحتاج إلى نماذج رياضية معقدة ولها كفاءة عالية مقارنة بنظم التحكم التقليدية. في البداية قدمنا عرضا لمجمل الاضطرابات التي يمكن ملاحظتها في الشبكات الكهربائية، قيم المعايير الدولية و مختلف أنصمه التصفية الطاقية خاصة المصافاة الفعالة المتوازية (FAP)، المصفاة الفعالة المتسلسلة (FAS) و مضبط الطاقة المتكامل (UPQC). بعد هذا تركزت الدراسة على نموذج رياضية للمصفاة الفعالة المتوازية المخصصة للقضاء على توافقيات التيار باستعمال مختلف الإستراتيجيات في مختلف ظروف فرق الكمون. بعد هذا قمنا بدراسة المصفاة الفعالة المتسلسلة المخصصة للقضاء على توافقيات فرق الكمون و معظم الاضطرابات الأخرى مثل نقص فرق الكمون ، زيادة فرق الكمون أو لا تزامن فرق الكمون. وللتغلب على نقاط ضعف (FAS و FAP) قمنا في الجزء الأخير بدراسة مضبط الطاقة المتكامل الذي يعد الحل الأمثل للقضاء نهائيا على مجمل الاضطرابات في أن واحد.

تم التحكم في جميع المصافي المدروسة باستعمال نظم تحكم ذكية معتمدين على محولات ثنائية وذات ثلاث مستويات. وقد تم تطوير نماذج المحاكاة العددية باستخدام برنامج MATLAB-Simulink و SimPowerSystem. نتائج المحاكاة المتحصل عليها في الحالات العابرة والثابتة أثبتت فعالية النماذج المقترحة التي تعمل بنظم تحكم ذكية في القضاء على توافقيات التيار أو فرق الكمون.

كلمات مفتاحية:

متحكم ذكي، مصفاة فعالة متوازية توافقية، مصفاة فعالة متسلسلة، مضبط الطاقة المتكامل، محولات ذات ثلاث مستويات ، تقنية الكشف المتزامن للتيارات المرجعية، القضاء على توافقيات التيار و فرق الكمون.

Tables des matières

CHAPITRE I :

**PERTURBATIONS ELECTRIQUE, SYSTEMES DE FILTRAGE
ACTIF DE PUISSANCE & TECHNIQUES DE CONTROLE
INTELLIGENTES**

I.1 INTRODUCTION.....	03
I.2 PERTURBATIONS ELECTRIQUES.....	03
I.2.1 Harmoniques de courant (et/ou) de tension.....	04
I.2.1.1 Sources des harmoniques et leurs effets.....	04
I.2.1.1.1 Le taux de distorsion harmoniques.....	05
I.2.1.1.2 Le facteur de puissance.....	05
I.2.1.2 Normes standard en courant et tension harmoniques.....	06
I.2.2 Creux de tension.....	07
I.2.2.1 Sources des creux de tension.....	07
I.1.2.2 Normes standard-creux de tension.....	08
I.2.3 Déséquilibre du système de tension triphasé.....	08
I.2.3.1 Conséquences du déséquilibre du système triphasé.....	08
I.1.3.2 Normes standard- déséquilibre du système triphasé.....	09
I.2.4 Surtension.....	09
I.2.4.1 Sources des surtensions.....	09
I.1.4.2 Normes standard des surtensions.....	09
I.3 SOLUTION DE COMPENSATION.....	10
I.3.1 Filtres passifs.....	10
I.3.2 Filtres actifs.....	11
I.3.2.1 Filtre actif parallèle.....	11
I.3.2.2 Filtre actif série.....	12
I.3.2.3 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC).....	12
I.3.2.4. Combinaison hybride active-passive.....	13
I.3.2.4.1. Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif parallèle.....	13
I.3.2.4.2. Filtre actif série en série avec un Filtre passif parallèle.....	13
I.3.2.4.3. Filtre actif parallèle avec un Filtre passif parallèle.....	14
I.4 COMMANDE CONVENTIONNELLE DES FILTRES ACTIFS DE PUISSANCE...	14
I.5 COMMANDE INTELLIGENTE DES FILTRES ACTIFS DE PUISSANCE.....	16
I.5.1 Réseaux de neurones artificiels.....	16
I.5.1.1 Architecture des réseaux de neurones.....	17
I.5.1.1.1 Réseau de neurone multicouche.....	17
I.5.1.2 Apprentissage des réseaux de neurone artificiels.....	17
I.5.1.2.1 Apprentissage supervisé.....	18
I.5.1.2.2 Apprentissage non supervisé.....	18
I.5.1.3 Apprentissage des réseaux de neurone MLP « Back-propagation ».....	18
I.5.1.4 Méthodologie de mise en œuvre d'un réseau de neurone.....	19

I.5.1.5 Applications des RNAs dans le filtrage actif de puissance.....	20
I.5.2 Logique Floue.....	20
I.5.2.1 Description et structure d'une commande par la Logique Floue	21
I.5.2.2 Applications des FLCs dans le filtrage actif de puissance.....	22
I.5.3 Systèmes Neuro-flous.....	23
I.5.4 Algorithmes génétiques.....	23
I.6 AVANTAGES DES TECHNIQUES DE CONTROLE INTELLIGENTES.....	23
I.7 CONCLUSION.....	25

CHAPITRE II :

FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION : TOPOLOGIES, STRATEGIES DE CONTROLE & COMMANDE

II.1 INTRODUCTION.....	27
II.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION.....	28
II.3 TOPOLOGIES D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION.....	29
II.3.1 Convertisseur de tension à deux niveaux	30
II.3.1.1 Convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras.....	30
II.3.1.2 Convertisseur de tension à deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu.....	32
II.3.1.3 Convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras avec condensateur à point milieu	33
II.3.1.4 Convertisseur de tension à quatre bras.....	33
II.3.2 Convertisseur de tension à trois-niveaux (NPC).....	34
II.3.2.1 Convertisseur de tension trois-niveaux à trois bras.....	34
II.3.2.2 Convertisseur de tension trois-niveaux à deux bras.....	34
II.3.3 Système de stockage de l'énergie.....	36
II.3.4 Filtre de sortie.....	37
II.3.5 Caractéristiques de la charge non-linéaire.....	37
II.4 STRATEGIES DE CONTROLE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION.....	39
II.4.1 Identification des courants harmoniques.....	39
II.4.1.1 Méthode des puissances active et réactive instantanées.....	40
II.4.1.2 Méthode du référentiel lié au synchronisme.....	42
II.4.1.3 Méthode des courants de référence synchrone	44
II.4.2 Contrôle des courants de référence.....	45
II.4.2.1 Contrôleur à hystérésis fixe.....	46
II.4.2.2 Contrôleur à hystérésis variable.....	47
II.4.2.3 Contrôleur MLI.....	48
II.5 FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION A DEUX NIVEAUX...	49
II.5.1 Modèle mathématique du FAP-Convertisseur de tension deux niveaux	49
II.5.2 Dimensionnement de l'inductance L_f	51

II.5.3 Dimensionnement du condensateur de stockage.....	52
II.5.4 Régulation de la tension continue.....	53
II.6 FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION A TROIS-NIVEAUX (NPC).....	54
II.6.1 Modèle mathématique du FAP-Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)....	55
II.6.2 Contrôleur à hystérésis du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	57
II.6.3 Contrôleur logique du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	58
II.6.4 Régulation de la tension continue et balancement de la tension du point neutre....	59
II.7 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE-CHARGE NON LINEAIRE.....	60
II.7.1 FAP à base d'un convertisseur de tension deux niveaux.....	62
II.7.1.1 Commande d'un FAP en utilisant la stratégie SRF à base d'un contrôleur à hystérésis.....	62
II.7.1.1.1 Comportement du FAP en régime permanent.....	63
II.7.1.1.2 Comportement du FAP en régime dynamique.....	65
II.7.2 FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	67
II.7.2.1 Commande d'un FAP en utilisant la stratégie SCDM à base d'un contrôleur PWM.....	67
II.8 APPLICATIONS DES TECHNIQUES DE CONTROLE INTELLIGENTS A LA COMMANDE D'UN FAP.....	69
II.8.1 Cas d'un convertisseur de tension deux niveaux.....	69
II.8.1.1 Contrôleur de courant à base de la logique floue	69
II.8.1.1.1 Commande d'un FAP-SRF-FLC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux.....	71
II.8.1.2 Contrôleur de courant à base d'un MLPNN	76
II.8.1.2.1 Commande d'un FAP-SRF-MLPNN à base d'un convertisseur de tension deux niveaux.....	77
II.8.2 Cas d'un convertisseur de tension trois niveaux (NPC).....	81
II.8.2.1 Contrôleur de courant à base de la logique floue	81
II.8.2.1.1 Commande d'un FAP-SCDM-FLC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	81
II.8.2.2 Contrôleur de courant à base d'un MLPNN	84
II.8.2.2.1 Commande d'un FAP-SCDM-MLPNNs à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	85
II.9 CONCLUSION.....	90

CHAPITRE III :

FILTRE ACTIF SERIE A STRUCTURE TENSION : TOPOLOGIES, STRATEGIES DE CONTROLE & COMMANDE

III.1 INTRODUCTION.....	91
III.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN FILTRE ACTIF SERIE A STRUCTURE TENSION.....	91
III.3 STRATEGIES DE CONTROLE D'UN FILTRE ACTIF SERIE A STRUCTURE	

TENSION.....	92
III.3.1 Méthodes d'identification des tensions de compensation	92
III.3.2 Méthode basée sur le calcul des perturbations dans le repère (d-q).....	93
III.3.3 Méthode des puissances active et réactive instantanées (PQ).....	94
III.4 FILTRE ACTIF SERIE A STRUCTURE TENSION A DEUX & TROIS-NIVEAUX (NPC).....	99
III.4.1 Filtre actif série à structure tension deux niveaux.....	99
III.4.2 Modèle mathématique du FAS à structure tension deux niveaux.....	99
III.4.3 Filtre actif série à structure tension trois-niveaux (NPC).....	102
III.4.4 Transformateur d'injection	102
III.4.5 Filtre de sortie Lf, Cf.....	103
III.4.6 Système de stockage de la tension continue	104
III.5 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT D'UN FILTRE ACTIF SERIE-CHARGE NON LINEAIRE.....	105
III.5.1 Filtre actif série à base d'un convertisseur de tension deux niveaux.....	105
II.5.1.1 Compensation des harmoniques de tension.....	106
III.5.2 Filtre actif série à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	110
II.5.2.1 Compensation des harmoniques de tension.....	112
III.6 APPLICATIONS DES TECHNIQUES DE CONTROLE INTELLIGENTS A LA COMMANDE D'UN FAS.....	115
II.6.1 FAS-Convertisseur de tension deux niveaux-Contrôleur flou.....	115
II.6.1.1 Compensation des harmoniques de tension.....	116
II.6.2 FAS-Convertisseur de tension trois-niveaux(NPC)-Contrôleur flou.....	118
II.6.2.1 Compensation des harmoniques de tension.....	118
II.6.2.2 Compensation d'un creux de tension.....	120
II.6.2.3 Compensation d'une surtension.....	121
II.6.2.4 Compensation d'un déséquilibre de tension.....	121
III.7 Conclusion.....	123

CHAPITRE IV :

CONDITIONNEUR UNIVERSEL UPQC A STRUCTURE TENSION: TOPOLOGIES, STRATEGIES DE CONTROLE & COMMANDE

IV.1 INTRODUCTION.....	124
IV.2 CLASSIFICATION DE CONDITIONNEUR UNIVERSEL (UPQC).....	124
IV.3 STRUCTURES DE CONDITIONNEUR UNIVERSEL (UPQC).....	124
IV.4 AVANTAGES & INCONVENIENTS DES STRUCTURES DE L'UPQC.....	125
IV.4.1 Conditionneur parallèle-série.....	126
IV.4.1.1 Avantages.....	126
IV.4.1.2 Inconvénients.....	126
IV.4.2 Conditionneur série-parallèle.....	126
IV.4.2.1 Avantages.....	126
IV.4.2.2 Inconvénients.....	126

IV.5 ECOULEMENT DE PUISSANCE DANS UN UPQC.....	127
IV.5.1 Mode de fonctionnement normale.....	127
IV.5.2 Compensation d'un creux de tension.....	128
IV.5.2 Compensation d'une surtension.....	129
IV.6 TOPOLOGIES D'UPQC A BASE DE CONVERTISSEURS DE TENSION DEUX & TROIS-NIVEAUX (NPC).....	129
IV.7 COMMANDE DU CONDITIONEUR UNIVERSEL PARALLELE-SERIE (UPQC).....	130
IV.7.1 Stratégies de contrôle d'un UPQC.....	130
IV.7.2 Commande du FAP	133
IV.7.3 Commande du FAS.....	134
IV.7.4 Régulation de la tension continue	135
IV.8 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT D'UN UPQC PARALLELE –SERIE ALIMENTANT UNE CHARGE NON-LINEAIRE.....	136
IV.8.1 UPQC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux	136
II.8.1.1 Compensation des harmoniques de tension et de courant.....	136
II.8.1.2 Réponse dynamique lors de la variation brusque de la charge.....	143
II.8.1.3 Compensation d'un creux de tension.....	143
II.8.1.4 Compensation d'une surtension.....	145
II.8.1.5 Compensation d'un déséquilibre de tension.....	146
II.8.1.6 Compensation simultanée des différentes perturbations.....	148
II.8.1.7 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance.....	149
IV.8.2 UPQC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).....	149
II.8.2.1 Compensation des harmoniques de tension et de courant.....	150
II.8.2.2 Réponse dynamique lors de la variation brusque de la charge.....	153
II.8.2.3 Compensation d'un creux de tension.....	155
II.8.2.4 Compensation d'une surtension.....	156
II.8.2.5 Compensation d'un déséquilibre tension.....	157
II.8.2.6 Compensation simultanée des différentes perturbations.....	158
II.8.2.7 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance.....	159
IV.9 APPLICATIONS DES TECHNIQUES DE CONTROLE INTELLIGENTS A LA COMMANDE D'UN UPQC.....	160
II.9.1 UPQC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux-contrôleur flou.....	160
II.9.1.1 Compensation des harmoniques de tension et courant.....	161
II.9.2 UPQC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux-contrôleur flou.....	163
II.9.2.1 Compensation des harmoniques de tension et courant.....	163
IV.10 CONCLUSION.....	166
CONCLUSION GENERALE.....	169
BIBLIOGRAPHIE.....	171
ANNEXE.....	179

Notations

$i_{ch}(t)$:	Courant instantané absorbé par la charge
$v_{ch}(t)$:	Tension instantanée aux bornes de la charge
$v_s(t)$:	Tension instantanée simple de source
V_s :	Valeur efficace du fondamental de la tension source
$i_s(t)$:	Courant instantané fourni par la source
I_s :	Valeur efficace du courant fournit par source
F_s :	Fréquence du réseau
Ω :	Pulsation électrique fondamentale
I_c :	Valeur efficace du courant absorbé par la charge
I_{cmoy} :	Courant moyen de la charge non-linéaire
S :	Puissance apparente
P :	Puissance active
Q :	Puissance réactive
D :	Puissance déformante
P.F :	Facteur de puissance
Ω_h :	Pulsation de l'harmonique du rang h
THD _v :	Voltage Total Harmonics Distorsion (Taux de distorsion harmonique en tension)
THD _i :	Current Total Harmonics Distorsion (Taux de distorsion harmonique en courant)
C_{dc} :	Valeur du condensateur stockage
U_{dc} :	Tension continue aux bornes du condensateur de stockage
U_{dc-ref} :	Tension de référence du condensateur de stockage
U_{dc-min} :	Tension minimum aux bornes du bus continu
U_{dc-max} :	Tension maximum aux bornes du bus continu
$C_{dc1,2}$:	Valeur des deux condensateurs stockage
$U_{dc1,2}$:	Tensions continues aux bornes des deux condensateurs de stockage
U_{nom} :	Tension nominale entre phases du réseau
L_f :	Valeur de l'inductance du filtre actif parallèle
R_f :	Valeur de la résistance interne du filtre actif parallèle
V_f :	Tension simple en sortie du convertisseur du filtre actif parallèle
U_d :	Tension redressée coté charge
I_d :	Courant redressée coté charge
R_s :	Résistance de la source d'alimentation
L_s :	Inductance de la source d'alimentation
R_{ch} :	Résistance de charge du convertisseur AC/DC
L_{ch} :	Inductance de charge du convertisseur AC/DC
f_{sw} :	Fréquence de commutation du convertisseur
$I_f(t)$:	Courant instantané à la sortie du filtre actif parallèle
I_f :	Courant efficace à la sortie du filtre actif parallèle
pf :	Puissance instantanée fournit par le filtre actif parallèle
P_s :	Puissance fournie par la source à la charge
P_c :	Puissance injectée par le filtre série
I_f^* :	courant instantané de référence du filtre actif parallèle
L_{fs}, C_{fs} :	Inductance et capacité du filtre actif série
τ_v :	Taux de déséquilibre de tension
T_m :	Taux moyen de déséquilibre de tension
V_d :	Amplitude de la tension directe
V_i :	Amplitude de la tension directe
C_i :	Fonction de commutation
W_i :	Energie initiale dans le condensateur de stockage
W_f :	Energie finale dans le condensateur de stockage

Abréviations

FAP :	Filtre actif parallèle
FAS :	Filtre actif série
UPQC :	Conditionneur universel d'énergie électrique
SRF :	Méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF)
PQ :	Méthode des puissances active et réactive instantanées (PQ)
HB :	Bande d'hystérésis
α, β :	Axe du plan stationnaire (α, β)
d,q :	Axe direct, axe en quadrature du plan tournant synchrone (d,q)
1,2,3 :	Axe du plan 123
C_{pq} :	transformation matricielle des tensions de phase (u_α et u_β) en (u_p et u_q)
C32 :	Transformation de Concordia 3-2
C23 :	Transformation inverse de Concordia 2-3
MLI :	Modulation en largeur d'impulsions
SVM :	Modulation vectorielle
IGBT :	Insolated Gate Bipolar Transistor
Ti :	Interrupteur
NPC :	Convertisseur clampé par le neutre
FPB :	Filtre pass bas
FPH :	Filtre pass haut
PLL :	Boucle à verrouillage de phase
PI :	Régulateur proportionnel intégral
DC :	Courant continu
HB :	Bande d'hystérésis
\bar{p} :	Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant
\bar{q} :	Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant
\tilde{p} :	Puissance harmonique active
\tilde{q} :	Puissances réactive harmonique
K_p :	Gain proportionnel
K_i :	Gain intégral
ζ :	Amortissement
ANN :	Artificial Neural Networks (réseaux de neurones artificiels)
MLP :	Multi Layer Perceptron (perceptron multicouches)
V_f :	Tension du filtre actif série
i_f :	Courant du filtre actif parallèle
FLC :	Contrôleur à logique floue
e :	Erreur : symbole utilisé dans le régulateur flou
de :	Variation de l'erreur
ω_h :	Pulsation de l'harmonique de rang h
I_h :	Harmonique de rang h
ε :	Taux d'ondulation acceptable

INTRODUCTION

GENERALE

L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans l'industrie a entraîné ces dernières années d'énormes problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels utilisant des charges non-linéaires comme les redresseurs, les variateurs de vitesse, et tous les autres équipements à base d'électronique de puissance.

Les harmoniques engendrées par ces charges non-linéaires circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal voir même engendrer la destruction de certains équipements électriques; ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément ou se produire en différé. Pour diminuer ou supprimer ces perturbations et améliorer la qualité de l'énergie électrique différents systèmes de filtrage ont été développés et utilisés, parmi eux les filtres passifs, ils permettent d'éliminer les harmoniques de courant et compenser aussi la puissance réactive sauf que ces systèmes de filtrage traditionnel présentent certains inconvénients, en effet ils sont figés sur des fréquences fixées au départ, apparition de phénomène de résonance, etc...

Pour contourner ces inconvénients, les chercheurs activant dans le domaine du filtrage de puissance ont développés ces dernières années des systèmes de filtrage moderne communément appelés Active Power Filters, parmi ces systèmes on trouve le filtre actif parallèle qui doit être connecté en parallèle à la source et permet de compenser les harmoniques de courant et la puissance réactive. Le filtre actif série qui doit être connecté en série avec la source de tension à pour fonction la compensation à la fois des tensions harmoniques et des différentes autres perturbations liées à la tension. L'UPQC est la solution universelle permettant de compenser tous les types de perturbations courant et tension. Les performances de ces systèmes de filtrage moderne sont étroitement liées à la topologie du convertisseur utilisé, la stratégie de contrôle adoptée permettant l'identification des courants ou tensions de référence ainsi qu'au contrôleur employé pour la poursuite de ces courants (tensions) de référence et à la commande (conventionnelle ou intelligente) du convertisseur composant le filtre actif.

La problématique de recherche à traiter dans cette thèse consiste donc en :

- L'étude de l'ensemble de ces systèmes de filtrage actifs (FAP, FAS et UPQC) en utilisant diverses stratégies de contrôle à base de topologie de convertisseur type tension deux et trois-niveaux (NPC) à base de contrôleurs conventionnels en vue d'évaluer leurs performances,
- Introduction de nouvelles approches de commande basée sur les techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels) en vue de simplifier et améliorer les performances des systèmes de contrôle conventionnels,
- Développement de modèles de simulation numérique reflétant le fonctionnement de ces systèmes de filtrage en utilisant le Logiciel MATLAB-Simulink et le ToolBox SimPowerSystem.

Le travail de recherche présenté dans cette thèse est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations électriques, leurs sources et leurs effets, les normes standards pour chaque perturbation ainsi qu'un exposé sur les diverses techniques de l'intelligence artificielle et leurs applications dans les systèmes de filtrage moderne.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude du filtre actif parallèle (FAP) à structure tension deux et trois-niveaux (NPC). Nous présentons dans un premier temps les différentes stratégies de contrôle permettant l'identification des courants de référence en particulier la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (PQ), la méthode du référentiel synchrone (SRF) et la méthode de détection synchrone des courants de référence (SCD). La deuxième partie du chapitre est consacré à l'étude en détails du FAP à base des convertisseurs de tension deux et trois niveaux (NPC) avec développement de modèles mathématiques permettant de décrire leurs fonctionnement, enfin présentation et discussion des résultats de simulation.

Le troisième chapitre est consacré au filtre actif série à structure tension deux et trois-niveaux (NPC) pouvant protéger les charges sensibles contre les harmoniques de tension, les creux de tension, les surtensions, etc. Différentes stratégies de contrôle pour l'identification des tensions de compensation ont été présentées et discutés. La méthode PQ, et vue ces avantages, a été adoptée pour le développement des modèles du FAS en utilisant deux approches différentes.

Le quatrième et dernier chapitre présente un système de filtrage universel à structure tension pour des topologies deux et trois-niveaux (NPC). La structure mixte (UPQC) combinant un filtre actif parallèle et un filtre série permettent la compensation en même temps des harmoniques de courant coté source et l'ensemble des perturbations liées à la tension appliquée à la charge tel que le déséquilibre, creux de tension, pic de tension, harmoniques de tension.

De nouvelles approches de contrôle à base des Réseaux de Neurones Artificiels (RNAs) et de la logique floue ont été développées et proposées pour les différents systèmes de filtrage actif étudiés à base des convertisseurs deux et trois-niveaux (NPC).

Les travaux de simulation ont été élaborés en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink et le Toolbox SimPowerSystem dédié à l'étude des applications électrique de puissance intégrant dans le même modèle le circuit de puissance du filtre et les différents blocs de commande et de régulation.

Enfin, nous concluons le manuscrit de cette thèse par la présentation des principaux résultats obtenus en particulier, l'influence de la topologie du convertisseur, la stratégie de contrôle adoptée, la technique de pilotage du convertisseur de puissance et l'apport des techniques de l'intelligence artificielle dans la simplification et l'amélioration des performances de ces systèmes de filtrage dédiés à la compensation des harmoniques courant et/ou tension.

CHAPITRE I

**Perturbations Electriques, Systèmes de Filtrage Actif de
Puissance & Techniques de Contrôle Intelligentes**

I.1 Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes, il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes [ALA02], [MEK07]:

- Les perturbations de tension causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs,
- Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées et les creux de tension.

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau, elle est actuellement la préoccupation de plusieurs groupes de recherche activant dans le domaine de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique à cause du nombre important de charges non-linéaires connecté au réseau électrique. Ces charges non-linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ces harmoniques [AMA06], [OUL05], [EXT03].

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons les caractéristiques générales des perturbations électriques, nous détaillerons ensuite les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées et imposées par les normes internationales de ces perturbations.

Dans une deuxième partie, nous présenterons les différentes solutions de compensation en mettant le point sur le problème de compensation des harmoniques en courant et tension en utilisant différents systèmes de compensation active (FAP, FAS et UPQC).

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des techniques de contrôle intelligent envisageable pour le pilotage du (des) convertisseur(s) de filtre actif de puissance (parallèle, série, UPQC) à base de la logique floue et/ou des réseaux de neurones artificiels.

I.2 Perturbations électriques

La qualité de l'énergie électrique est étroitement liée à la qualité de l'onde de tension laquelle est caractérisée par les paramètres suivants [VAN06], [HAM08], [DEF98]:

- Forme d'onde parfaitement sinusoïdale ; absence de distorsions, de pics, de creux.
- Equilibre et symétrie parfaite des phases en amplitude et en phases.
- Valeurs efficaces dans les limites tolérées.
- Stabilité de la fréquence.
- Facteur de puissance dans des limites tolérables.

Les perturbations sont l'ensemble des phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et/ou en forme les grandeurs électriques du réseau (courant, tension, fréquence). Ces perturbations peuvent être classées selon deux critères : la durée de persistance, ou le mode d'affectation c'est-à-dire leurs conséquences sur les grandeurs électriques.

Selon la première classification, on a deux catégories essentielles :

- Perturbations périodiques: (qui durent dans le temps), comme le cas des distorsions harmoniques, chutes de tension dues aux flux de puissance réactive dans le réseau, et les déséquilibres,
- Perturbations aperiodiques: ou l'en a principalement l'ensemble des phénomènes fugitifs souvent très difficiles à prévoir comme les creux de tension ou surtension transitoires.

Selon leurs modes d'affectation, on distingue trois familles principales :

- Perturbations sur l'amplitude ou les valeurs efficaces,
- Déséquilibre des systèmes triphasés,
- Distorsions harmoniques.

I.2.1 Harmoniques de courant (et/ou) de tension

I.2.1.1 Sources des harmoniques et leurs effets

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non-linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques (les harmoniques les plus importants étant les harmoniques 5, 7, 11 et 13). Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les utilisateurs alimentés par le même réseau électrique.

La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution, comme par exemple [ALA02], [ABD08], [OUL05]:

- L'échauffement des conducteurs, des câbles, des condensateurs et des machines dû aux pertes cuivre et fer supplémentaires,
- L'interférence avec les réseaux de télécommunication, causée par le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication qui peut induire dans ces derniers des bruits importants,
- Le dysfonctionnement de certains équipements électriques comme les dispositifs de commande et de régulation,

- En présence d’harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d’une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés,
- Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées, mais celles ci peuvent coïncider avec la fréquence d’un harmonique ; dans ce cas, il y aura une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau,
- La dégradation de la précision des appareils de mesure,
- Des perturbations induites sur les lignes de communication, rayonnement électromagnétique notamment.

I.2.1.1.1 Le taux de distorsion harmoniques

Différents critères sont définis pour caractériser ce type de perturbation. Le THD (le Taux de Distorsion Harmonique) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive. Le THD représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Il est défini par la relation [OUL05], [HAM08], [DZO11]:

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{X_h^2}{X_1^2}} \cdot 100\% \quad \text{I.1}$$

Avec X_1 la valeur efficace du courant (tension) fondamental et X_h les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant (tension). En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [DEF98], [TAD08].

Le TDD représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur maximale du courant appelé par la charge. Il est défini par la relation [HOE03]:

$$TDD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_L^2}} \cdot 100\% \quad \text{I.2}$$

1.2.1.1.2 Le facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S. Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements. Dans le cas où il y a des harmoniques, le facteur de puissance est dégradé [OUL05], [HAM08], une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D) donnée par la relation (I.3) est ajoutée :

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad \text{I.3}$$

Le facteur de puissance (F.P.) devient :

$$F.P. = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad \text{I.4}$$

1.2.1.2 Normes standard en courant et tension harmoniques

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les différentes charges connectées au réseau des normes sur la qualité de l'énergie ont été développées. La norme principale est l'IEEE 519:1992 [Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems], elle détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique [ETX03], [ALA02], et elle impose également les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau. Cette norme limite la distorsion harmonique (THD) du courant des réseaux <69kV à 5% [AMA06], [ETX03], [DEF08]. Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques dont le THD est inférieur à 5% ne produisent pas d'effet notable. Entre 5% et 7% on commence à observer des effets, et pour plus de 10% les effets sont quasi certains.

V _n < 69kV						
I _{cc} /I _{ch}	H<11	11<=h<17	17<=h<23	23<=h<35	35<=h	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	0	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
69kV <= V _n <161kV						
< 20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10
V _n > 161 kV						
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
>= 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

Tableau I.1 Limites IEEE des émissions de courants harmoniques (Norme IEEE 519: 1992)

Où I_{cc} est le courant de court-circuit, I_{ch} est le courant de charge nominale, V_n la tension nominale et TDD est la distorsion totale de la demande (distorsion du courant par rapport à la demande maximale).

Tension au point de raccordement (V_n)	Distorsion Harmonique individuelle (%)	THD V_n (%)
$V_n \leq 69\text{kV}$	3.0	5.0
$69\text{kV} < V_n \leq 161\text{kV}$	1.5	2.5
$V_n > 161\text{kV}$	1.0	1.5

Tableau I.2 Limites IEEE pour la distorsion harmonique de la tension (Norme IEEE 519: 1992)

I.2.2 Creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de la tension à une valeur située entre 90% et 10% de la tension nominale U_n , suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. Un creux de tension peut durer de 10 ms à 1 mn pour les coupures brèves et une durée supérieure à une minute pour les coupures longues [OUL05]. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms [ALA02].

I.2.2.1. Sources des creux de tension

La principale source de creux de tension et de coupures brèves sont les courts-circuits et le démarrage de machines de forte puissance (asynchrones essentiellement). En général, le courant des moteurs atteint au moment de leur démarrage 5 à 6 fois le courant nominal et diminue progressivement lorsque la machine se rapproche de sa vitesse nominale. Cette surintensité produit une chute de tension qui décroît avec la diminution du courant. Les creux de tensions engendrés par le démarrage des moteurs de forte puissance durent entre quelques secondes et quelques dizaines de seconde et se caractérisent par des chutes de tension sur les trois phases [VAN06], [ALA02]. Les creux de tension peuvent également être engendrés par la saturation des transformateurs ou des modifications dans la structure du réseau. Cependant, ces perturbations provoquent rarement des chutes de tension importantes. Les creux de tension sont les perturbations électriques les plus pénalisantes du fait de leur fréquence et de la sensibilité de nombre d'appareillages présents dans les réseaux industriels. Il faut néanmoins souligner que les coupures brèves peuvent avoir des conséquences plus graves (à la reprise), mais sont bien moins fréquentes [VAN06]. Le Tableau I-3 résume les conséquences néfastes causées par les creux de tension sur quelques matériels industriels sensibles.

I.1.2.2. Normes standard-creux de tension

Les creux de tension sont caractérisés par leur profondeur et leur durée, avec des limites de 30% et de 600 ms, comme le montre la Fig. I-1.

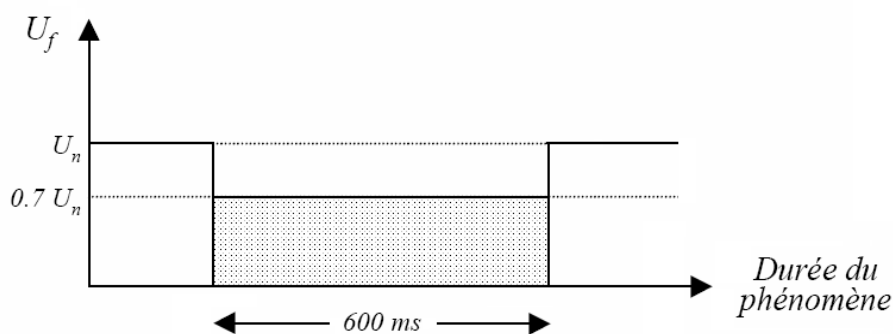


Fig. I-1 Limites tolérable d'un creux de tension

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et ré-allumage (lampes à arc)
Système à base d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs
Moteurs asynchrones	Ralentissements, blocage, surintensité au retour de tension
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur
Variateurs de vitesse pour un moteur à courant continu	<ul style="list-style-type: none"> ▪ En mode onduleur : destruction des protections ▪ En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateurs de vitesse pour un moteur asynchrone	Ralentissement, blocage, surintensité au retour de tension, destruction éventuelle de matériel au niveau du convertisseur

Tableau I-3 Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles

I.2.3 Déséquilibre du système de tension triphasé

On dit qu'il y a déséquilibre dans un réseau, lorsqu'on enregistre en régime permanent, des asymétries d'amplitudes et de déphasages des tensions de phases [HAM08], [MEK07], [VAN06]. Ce type de perturbation est causé essentiellement par les asymétries d'impédances des lignes du réseau ou des charges, et aussi par des courts-circuits monophasés ou biphasés. Ce déséquilibre se manifeste par des perturbations dans les machines tournantes, des échauffements, etc...

I.2.3.1. Conséquences du déséquilibre du système triphasé

Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés [ALA02]:

- Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage),
- Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes

harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes, comme la génération d'une anti-résonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande.

La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine. Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie [ALA02], [MEK07].

I.2.3.2. Normes standard- déséquilibre du système triphasé

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 directe :

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \quad 1.5$$

Une tension dont le taux de déséquilibre moyen τ_m ne dépasse pas 2% est acceptable [MEK06], [ALA02].

I.2.4 Surtension

I.2.4.1. Sources des surtensions

Les réseaux peuvent être le siège de surtensions impulsionnelles par rapport à la terre, dues entre autres, à des coups de foudre. Des surtensions impulsionnelles dues à des manœuvres d'appareils peuvent également se produire sur les réseaux de distribution ou sur les installations des utilisateurs. La protection contre les surtensions d'origine atmosphérique nécessite soit l'emploi de dispositifs de protection (parafoudres), soit l'adoption de dispositions constructives appropriées (distances d'isolement par exemple).

I.2.4.2. Normes standard des surtensions

La norme NF EN 50-160 ne fixe pas de valeurs maximales pour ces surtensions. A titre indicatif, les surtensions en BT ne dépassent pas généralement 6000 V crête. Le temps de montée peut varier de quelques microsecondes à plusieurs millisecondes. En HTA, les parafoudres actuellement utilisés sur le réseau de distribution permettent de limiter la valeur crête de la tension à leurs bornes à 80 kV, pour un courant de décharge de 5 kA. Pour un courant de décharge supérieur, des valeurs supérieures de surtension peuvent être rencontrées.

Pour une surtension temporaire à la fréquence du réseau qui peut apparaître lors d'un défaut sur le réseau de distribution ou dans l'installation de l'utilisateur, la norme NF EN 50-160 ne fixe pas de valeurs maximales pour ces surtensions. A titre indicatif, les surtensions en BT ne dépassent pas généralement la valeur efficace de 1500 V.

I.3 Solutions de compensation

Deux types de solutions sont envisageables, la première consiste à utiliser des convertisseurs statiques moins ou peu polluants, tandis que la seconde consiste en la mise en œuvre d'un filtrage des composantes harmoniques. La première classe de solutions s'intéresse à la conception tandis que la seconde consiste à compenser les courants ou les tensions harmoniques [ABD08], [KAR09]. Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués :

- les solutions traditionnelles (filtres passifs) qui sont les plus utilisés industriellement,
- les solutions modernes (filtres actifs) qui sont conçus afin de surmonter les limitations des filtres passifs [AMA06], [ALA02], [DJE07], [ABD08], [KAR09].

1.3.1 Filtres passifs

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination des harmoniques [AMA06], [ABD08], [KAR09], [ALA02]. Ils sont composés par des éléments passifs comme les inductances, les condensateurs et les résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges génératrices d'harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques, etc...). On différencie quatre types de filtres passifs : les filtres réglés à des fréquences déterminées, les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande. Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés à une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 [AKA05], [AMA06]. Les filtres harmoniques passifs ont l'avantage de pouvoir corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin d'échanger une quantité déterminée de puissance réactive avec le réseau. Cependant, ces filtres présentent quelques inconvénients :

- L'impédance du réseau en présence des filtres peut faire apparaître des résonances,
- Le filtrage passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires et dans ce cas, le filtre passif peut être surchargé,
- Le filtrage passif est peu flexible et, en cas de modifications dans le réseau, il peut avoir du mal à s'adapter aux nouveaux besoins du filtrage.

1.3.2 Filtres actifs

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles que présentent les filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, apparition des résonances). Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal. Le filtre actif est connecté au réseau soit en parallèle (FAP), soit en série (FAS) suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les courants ou les tensions harmoniques, soit associé à des filtres passifs pour constituer ce qu'on appelle les filtres hybrides [ABD08], [ALA02], [YUE07].

Les avantages les plus importants des filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [AKA05]:

- Le volume physique du filtre est plus réduit,
- La capacité de filtrage est supérieure,
- La flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils ont aussi quelques inconvénients :

- Leur coût élevé (ce qui a limité leur implantation),
- Les pertes sont plus élevées (puissance fournie pour la compensation).

1.3.2.1 Filtre actif parallèle

Un FAP se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant déformé fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal. L'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [ABD08], [MEK07], [TAD08], [AMA06]. Le schéma de principe d'un FAP est donné par la Fig. I-2.

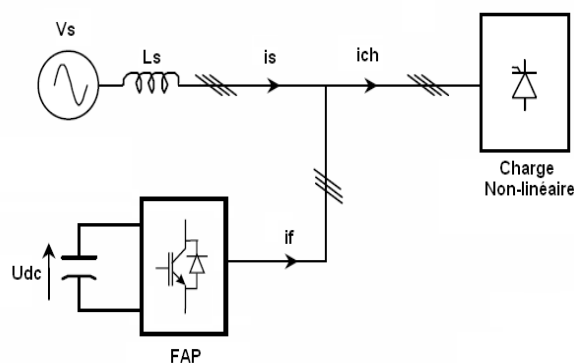


Fig. I-2 Filtre actif parallèle

1.3.2.2 Filtre actif série

La solution moderne la plus flexible qui permet la dépollution des réseaux électriques des perturbations de tension est l'utilisation des filtres actifs séries. Ce filtre est connecté en série avec le réseau de distribution comme le montre la Fig. I-3, il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibre, etc...) venant de la source et également à celle provoquée par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge (sensible) à protéger est purement sinusoïdale [ABD08], [MEK07], [TAD08], [AMA06].

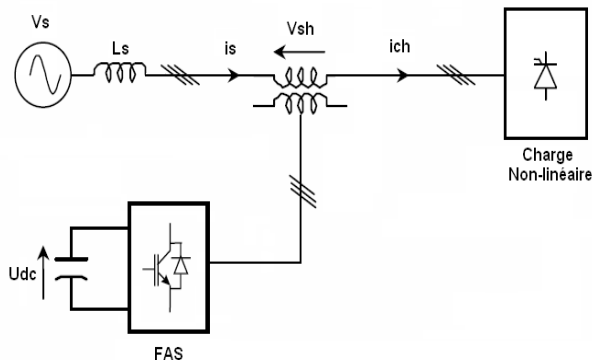


Fig. I-3 Filtre actif série

1.3.2.3 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

D'après ce qui précède, ni le FAP, ni le FAS de puissance ne sont capables d'effectuer un filtrage total, donnant une tension sinusoïdale du côté de la charge et un courant sans harmoniques du côté du réseau. Cet objectif peut être atteint en utilisant un conditionneur d'énergie électrique de puissance communément appelé (Unified Power Quality Conditioner : UPQC) composé de ces deux filtres actifs de puissance comme le montre la Fig. I-4, l'un connecté en série et l'autre en parallèle avec la charge. L'UPQC permet de réaliser simultanément l'isolation harmonique, tension ou courant, entre la source et la charge et la compensation des différents types de perturbations : harmoniques de courant et de tension, creux tension, surtension et déséquilibre de tension [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

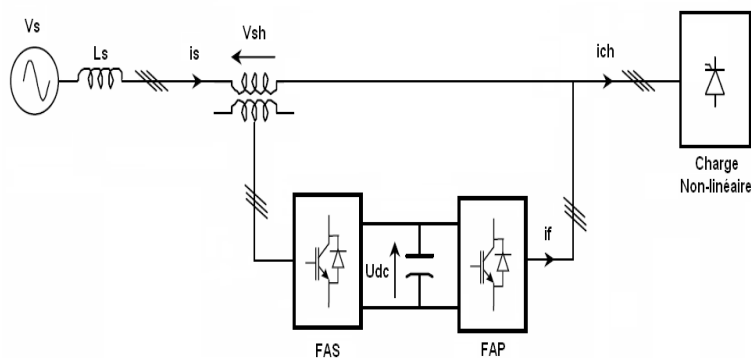


Fig. I-4 Conditionneur actif de puissance UPQC

1.3.2.4. Combinaison hybride active-passive

Afin de contourner les inconvénients des filtres passifs (résonances série ou parallèle avec la source et/ou la charge, détérioration des performances du filtre lors de variations de l'impédance du réseau,...) et de réduire le dimensionnement des filtres actifs, une nouvelle topologie de filtre commence à être de plus en plus utilisée, elle consiste en l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

1.3.2.4.1. Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la Fig. I-5, [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

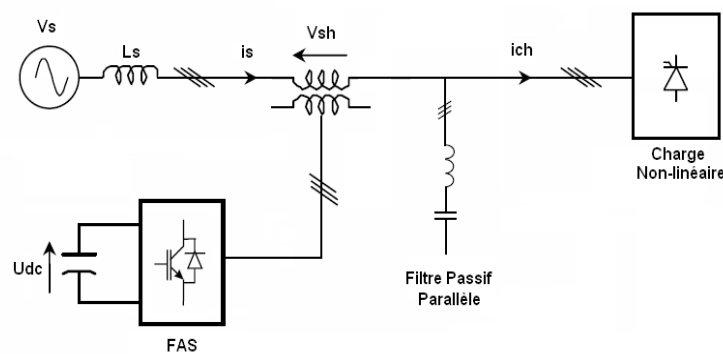


Fig. I-5 Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle

1.3.2.4.2. Filtre actif série en série avec un Filtre passif parallèle

Le schéma de principe de cette configuration est représenté par la Fig. I-6, c'est pratiquement la même configuration que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

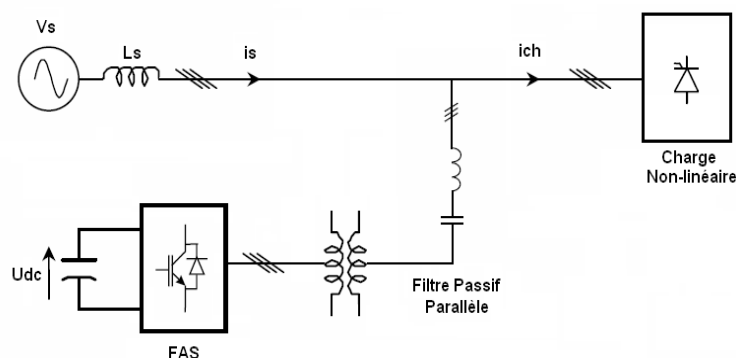


Fig. I-6 Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle

1.3.2.4.3. Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montré en Fig. I-7, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

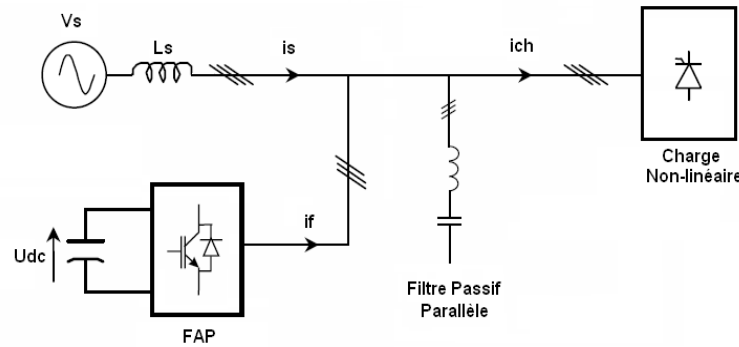


Fig. I-7 Filtre actif parallèle avec un filtre passif en parallèle

Le tableau I-4 résume les différentes techniques de filtrage passif et/ou actif permettant l'atténuation des tensions et des courants harmoniques [GOU97]. Le filtre actif parallèle compense les courants et donc les tensions harmoniques engendrées par une charge non-linéaire tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Le filtre actif série compense uniquement les harmoniques de tension, l'UPQC est la solution universelle permettant la compensation des harmoniques courant et tension ainsi que la compensation de l'ensemble des perturbations liées à la tension.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	Amélioration du THDi	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Risque de résonance ▪ Pas d'adaptabilité
Filtrage actif parallèle	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Amélioration du THDi ▪ Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas d'amélioration de la forme de la tension
Filtrage actif série	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Amélioration du THDu, ▪ Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas d'amélioration de la forme du courant
Filtrage universel	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Amélioration du THDi et du THDu, ▪ Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Réalisation difficile

Tableau I-4 Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et des tensions harmoniques

I.4 Commande conventionnelle des filtres actifs de puissance

Il existe trois grandes familles de techniques de commande appliquées au pilotage des convertisseurs statiques utilisés dans les systèmes de filtrage actif:

- Commande à hystérésis,
- Commande MLI (Modulation à largeur d'impulsion),
- Commande SVM (Space Vector Modulation).

La commande par hystérésis est simple et très bien adaptée pour la commande en courants des convertisseurs statiques. Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont déterminés directement à partir de l'erreur entre le courant de référence et le courant réelle (injecté) par un comparateur à hystérésis caractérisé par une bande HB fixée au préalable. Le régulateur à hystérésis doit maintenir l'erreur dans cette bande en changeant la polarisation de la tension à la sortie du convertisseur. Cette technique présente d'excellentes qualités comme sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre (elle ne nécessite pas une connaissance exhaustive du système à contrôler), une bonne stabilité, très bonne réponse, une robustesse inégalée et une bande passante très large. Cette technique de commande présente aussi certains problèmes notamment le fonctionnement à fréquence de commutation aléatoire, ce qui engendre des contraintes sur les semi-conducteurs et le dimensionnement des éléments passifs du filtres actif. Néanmoins, ce problème peut être surmonté en adoptant un fonctionnement avec bande hystérésis variable (adaptative) afin de garder la fréquence de commutation constante [KAL05], [MAZ05], [BIM90].

La commande MLI est en général plus complexe, elle nécessite un correcteur qui génère la tension de référence (modulatrice) à partir de l'erreur de courant, celle-ci est ensuite comparée à un signal auxiliaire (porteuse) qui peut être en dents de scie ou triangulaire à fréquence fixe f_p suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale de référence (modulatrice). Les points d'intersection des deux signaux détermineront les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on parle alors d'une MLI intersective. Si la fréquence de la porteuse f_p est un multiple de la fréquence modulante f_m , on dit que la MLI est synchrone. Dans ce cas, le spectre de la tension de sortie du convertisseur possède des raies aux fréquences multiples de f_m et le fondamental de cette tension est à la fréquence f_m . Par ailleurs, lorsque la fréquence de la porteuse n'est pas multiple de la fréquence modulante, la MLI est dite asynchrone. Dans ce cas, des sous-harmoniques apparaissent sur la tension de sortie. Malgré sa légère complexité par rapport à la commande par hystérésis, la commande MLI est la mieux adaptée dans les applications où on a besoin de travailler à des fréquences fixes.

La commande SVM (Space Vector Modulation) ou Modulation vectorielle est l'une des techniques moderne de commande elle est plus utilisée pour le contrôle des machines électriques [ZHA08], [RAM07], [BAO09], [KAS09], [JIN09], et qui a été utilisée par la suite pour des applications de filtrage de puissance [WAN04]. Son principe consiste à reconstruire le vecteur tension V_{ref} à partir de huit vecteurs tension pour le cas d'un convertisseur deux niveaux et 27 vecteurs tension pour un convertisseur de tensions trois-niveaux (NPC). Chacun de ces vecteurs correspond à une

combinaison des états des interrupteurs du convertisseur de tension triphasée utilisé. La technique SVM est appréciable dans le cas d'une réalisation pratique numérique [WAN04], ceci est dû à son algorithme facile à mettre en œuvre mais qui devient plus complexe pour les topologies multi-niveaux.

I.5 Commande intelligente des filtres actifs de puissance

Cette partie du chapitre montrera l'intérêt croissant que porte la communauté scientifique à l'utilisation des différentes techniques intelligentes nouvellement introduites dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande des systèmes électriques de puissance. Le nombre de conférence qui leurs sont consacrées annuellement démontre l'intérêt de leurs utilisation. Nous présentons dans un premier temps les réseaux de neurones artificiels qui ont fait leurs preuves dans la modélisation de phénomènes non linéaires au sein des systèmes électromécaniques, le point sera mis sur le réseau multicouche utilisé par Bor.Ren Lin et Richard G.Hoft [BOR93], [BOR95] pour la commande des machines électriques, ensuite nous donnons un bref rappel sur le contrôleur flou qui a été largement utilisé pour la régulation de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage des filtres actifs parallèle [JUA97], [JAI02], [BEN05], et enfin les algorithmes génétiques qui sont moins utilisés à cause du nombre de calculs et d'itérations important que nécessite le processus de détermination des règles. Pour chaque technique nous donnerons les principales applications dans le domaine du filtrage actif de puissance.

I.5.1 Réseaux de neurones artificiels

Du point de vue de l'ingénieur à la recherche d'une connaissance connexionniste, les réseaux de neurones artificiels sont des ensembles de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Chaque (neurone) processeur élémentaire calcul une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires. Les réseaux de neurones ont la capacité de stocker de la connaissance dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage et de la rendre disponible à l'usage. Les réseaux de neurones sont habituellement destinés aux applications où on dispose d'un ensemble de mesures de variables d'un processus de nature quelconque (physique, chimique, économique,...etc), et du résultat de ce processus, et on suppose qu'il existe une relation entre ces variables et ce résultat, valable dans le domaine où les mesures ont été effectuées, tout en sachant que ces dernières sont en nombre fini. En d'autre terme on cherche un modèle du processus étudié à partir des mesures dont on dispose.

I.5.1.1 Architecture des réseaux de neurones

L'architecture est la manière avec laquelle les neurones sont interconnectés afin de constituer un réseau. On peut distinguer trois types d'architectures de réseaux de neurones : les réseaux non bouclés, les réseaux bouclés et les réseaux à connexions complexes.

- Les réseaux non bouclés ou réseaux unidirectionnels (Feed-Forward Networks) ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives. L'information circule de la couche d'entrées vers la couche de sortie au travers d'éventuelles couches intermédiaires mais sans retour en arrière, le MLP adopte ce type d'architecture.
- Les réseaux bouclés ou les réseaux récurrents (recurrent networks) possèdent une structure similaire à celle des réseaux unidirectionnels mais complétée par des connexions entre éléments de la même couche ou vers des couches amonts. Ces réseaux sont assez puissants car leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.
- Dans la catégorie des réseaux à connexions complexes se trouve tous les réseaux qui ne trouvent pas leur place dans les deux catégories précédemment citées.

I.5.1.1.1 Réseau de neurone multicouche

Dans le cas d'un réseau multicouche, les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche, et les connexions ne se font qu'avec les neurones de couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc définir les concepts de neurone d'entrée, neurone de sortie. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées [ERI02], [TOU92]. Les avantages des réseaux de neurones multicouches sont particulièrement la rapidité d'exécution, approximeurs universel parcimonieux, les inconvénients sont le temps d'apprentissage qui est un peu long, le choix de l'architecture qui est critique [FAB07].

I.5.1.2 Apprentissage des réseaux de neurone artificiels

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus importante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement [MAR04], [FAB07]. Durant cette phase de fonctionnement, le réseau adapte sa structure (le plus souvent, les poids des connexions) afin de fournir sur ses neurones de

sortie les valeurs désirées. Cet apprentissage nécessite des exemples désignés aussi sous l'appellation d'échantillon d'apprentissage ainsi qu'un algorithme d'apprentissage. Après initialisation des poids du réseau (en général des valeurs aléatoires), il y a présentation des exemples au réseau et calcul des sorties correspondantes. Une valeur d'erreur ou de correction est calculée et une correction des poids est appliquée. L'apprentissage peut être :

I.5.1.2.1 Apprentissage supervisé

Dans le cas d'un apprentissage supervisé les entrées et les sorties désirées sont connues, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est à dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée [OUL05], [DZO11]. L'algorithme de l'apprentissage supervisé est la rétro-propagation du gradient (back-propagation).

I.5.1.2.2 Apprentissage non supervisé

Dans ce cas d'apprentissage, le but est d'atteindre l'ensemble des poids synaptiques pour lesquels le comportement du réseau est optimal. La modification et l'ajustement des poids se font en fonction d'un critère interne indépendant de la relation entre le comportement du réseau et la tâche qu'il doit effectuer [MOR08]. La règle d'apprentissage est en fonction du comportement local des neurones : on renforce les connexions entre le neurone ayant le mieux reconnu un exemple et les cellules d'entrée activées par cet exemple, ainsi, deux entrées proches produiront en sortie deux valeurs proches. La première règle d'apprentissage connexionniste proposée par Hebb en 1949 était non supervisée, elle était basée sur la proportionnalité entre la modification de l'efficacité synaptique des connexions entre deux neurones et l'activité simultanée de ces deux neurones.

I.5.1.3 Apprentissage des réseaux de neurone MLP « Back-propagation »

L'apprentissage est un processus dynamique et itératif permettant de modifier les paramètres d'un réseau. Le type d'apprentissage est déterminé par la manière dont les changements de paramètre surviennent. Dans la plupart des architectures l'apprentissage se traduit par une modification de l'efficacité synaptique, c'est-à-dire par un changement dans la valeur des poids qui relient les neurones d'une couche à l'autre [MAR04]. L'un des algorithmes les plus utilisés est celui de la rétro-propagation qui a été développé par Rumelhart et Parkenet le Cun en 1985. Cet algorithme repose sur la minimisation de l'erreur quadratique entre les sorties calculées et celles souhaitées. Le terme rétro-propagation du gradient provient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers l'entrée. L'organigramme d'apprentissage de l'algorithme de rétro-propagation « back-propagation » est donné par la Fig. I-8, [BIM02].

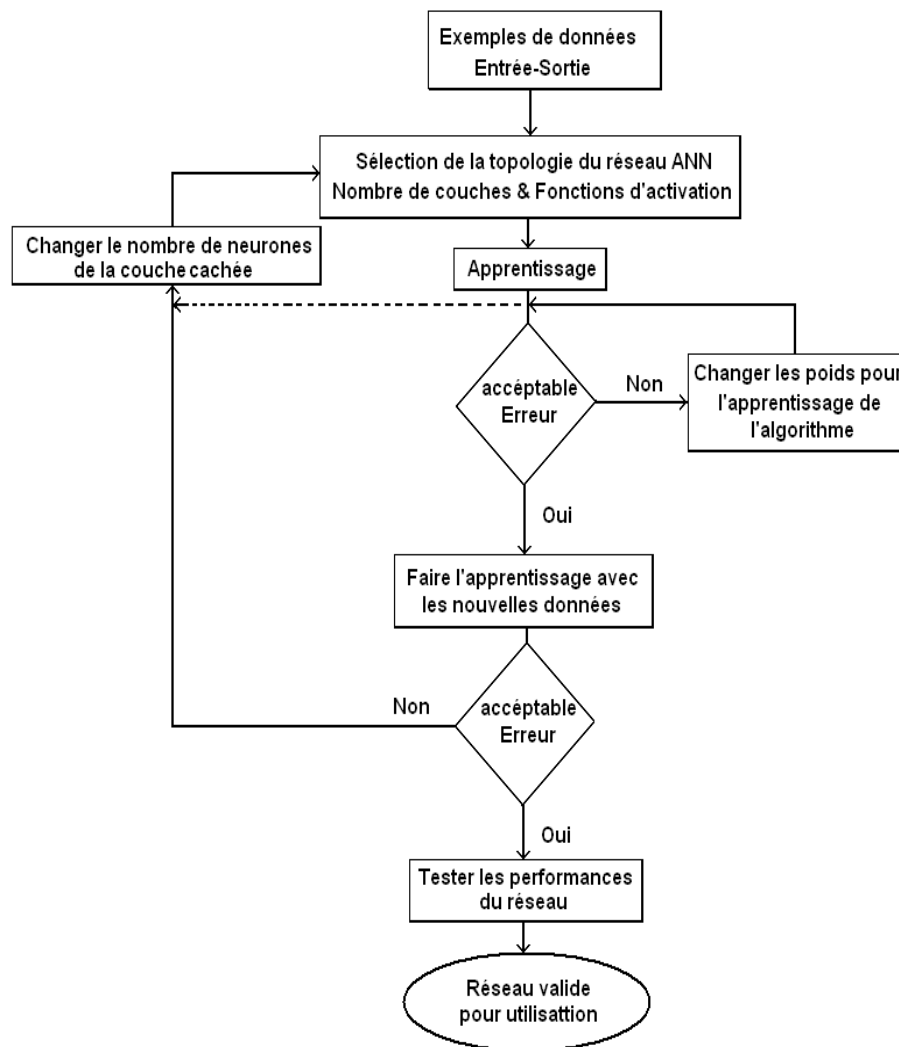


Fig. I-8 Organigramme d'apprentissage par l'algorithme de rétro-propagation

I.5.1.4 Méthodologie de mise en œuvre d'un réseau de neurone

Nous allons décrire la démarche reprise par Wierenga et Kluytmans qui est composée de quatre étapes principales permettant la mise en œuvre d'un réseau de neurone [BIM02] :

- Fixation du nombre de couches cachées: mis à part les couches d'entrée et de sortie, le concepteur doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation; avec une couche cachée, il est capable, avec un nombre suffisant de neurones, d'approximer toute fonction continue. Une seconde couche cachée prend en compte les discontinuités éventuelles.
- Détermination du nombre de neurones par couches cachées: chaque neurone supplémentaire permet de prendre en compte des profils spécifiques des neurones d'entrée. Un nombre plus important permet donc de mieux coller aux données présentées mais diminue la capacité de généralisation du réseau. Ici non plus il n'existe pas de règle générale mais des règles empiriques.

- Choix de la (les) fonction (s) d'activation(s): Nous considérerons la fonction logistique pour le passage de la couche d'entrée à la couche cachée. Le passage de cette dernière à la couche de sortie sera soit linéaire, soit sigmoïde (logistique) selon nos types de variables.
- Choix de l'algorithme d'apprentissage : L'apprentissage par rétro-propagation nécessite la détermination du paramètre d'ajustement des poids synaptiques à chaque itération.

I.5.1.5 Applications des RNAs dans le filtrage actif de puissance

Le premier succès connu de l'application des techniques neuronales en électronique de puissance est incontestablement celui lié à la commande de machines électriques. Bor.Ren Lin et Richard G.Hoft [BOR93], [BOR95] ont proposé un réseau de neurones multicouche destiné au remplacement du contrôleur classique à hystérésis pour la commande d'une machine asynchrone. Ensuite B. K Bose [BOS01] à proposé une importante contribution dans le domaine de la commande de moteurs par les réseaux de neurones, ces travaux ont été principalement focalisé sur l'intégration des techniques neuronales dans la commande vectorielle et son implémentation sur cible matérielle. En ce qui concerne l'application de ces techniques dans le domaine du filtrage actif des réseaux électriques on peut trouver les travaux de J. Vazquez [VAZ03] sur l'identification des harmoniques en utilisant la méthode des vecteurs de Park. Les travaux de Joy Mazumdar [MAZ06] ayant pour objet l'implémentation de la technique d'identification SRF en utilisant les réseaux de neurones [OUL05], [DZO11]. Les principaux travaux concernant la commande des filtres actifs sont celles d'Abdelaziz Zouidi [ZOU06], Wenjin Dai [WEN08] et K. Vadirajacharya [VAD08] qui ont proposés des systèmes de commande permettant d'imiter la commande par hystérésis à base d'un réseau de neurones multicouche avec des couches cachées en utilisant la topologie de convertisseur standard deux niveaux VSI (Voltage Source Inverter). Ces travaux ont montré la supériorité des techniques neuronales comparés aux systèmes de commande conventionnelle en matière de la rapidité de la réponse et l'efficacité dans le processus de compensation des harmoniques.

I.5.2 Logique Floue

La logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue, quant à elle, sert à prendre une décision même si on ne peut estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ces entrées/sorties sont entachées d'erreurs que l'on ne peut évaluer que grossièrement [BOR98]. L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent incomplètes. L'intérêt de la commande floue est de « faire entrer » l'expert dans le processus. Les prémices de l'approche floue sont apparues bien avant les années 1940, grâce à des

chercheurs américains. Mais il a fallu attendre 1965 pour que le concept de sous-ensemble flou soit employé par L.A. Zadeh, professeur automaticien à l'université de Berkeley en Californie. Cet éminent chercheur a participé à la modélisation de phénomènes sous forme floue avec pour objectif de pallier aux inconvénients liés aux limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles. En 1974, M. Mamdani expérimentait les énoncés théoriques de Zadeh sur une chaudière à vapeur, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Depuis, de nombreuses applications ont vu le jour en Europe, telles que la régulation des fours de cimenteries. Citons aussi le chercheur japonais M. Sugeno qui introduisit la logique floue pour la première fois au Japon en 1985. Subséquemment, les industriels ne tardèrent pas à comprendre l'avantage à la fois technique et commercial de la commande floue que nous pouvons résumer ainsi:

- Facilité d'implémentation,
- Solution de problèmes multi variables complexes,
- Robustesse vis-à-vis des incertitudes.

I.5.2.1 Description et structure d'une commande par la Logique Floue

La réalisation d'une commande floue ne nécessite pas forcément la connaissance d'un modèle du système tant que celui-ci est inclus implicitement dans les règles fournies par l'expert. La notion d'ensembles flous permet de définir une appartenance graduelle d'un élément à une classe, c.-à-d. appartenir plus ou moins fortement à cette classe. L'appartenance d'un élément à une classe est définie par un degré μ prenant des valeurs entre 0 et 1. La structure conventionnelle d'une commande floue est donnée par la Fig. I-8.

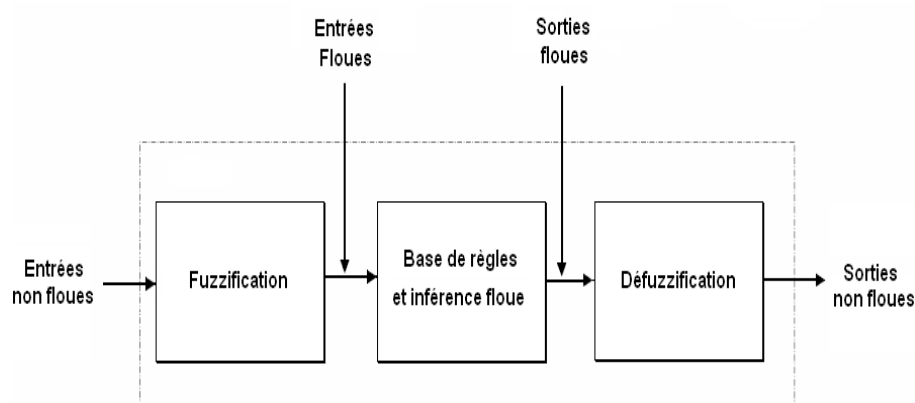


Fig. I-8 Schéma de principe d'un contrôleur à logique floue

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un contrôleur à logique floue devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande de valeurs floues en valeurs

déterministes pour appliquer au procédé. Le rôle de chaque bloc peut être résumé comme suit [ZOU07], [LAA08]:

Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées,
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous.

Le bloc base de règles comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en une "base de données" et une "base de règles linguistiques (floues) de commande" :

- La base de données effectuée des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un contrôleur à logique floue,
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

Le bloc moteur d'inférence est le cœur d'un contrôleur à logique floue, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.

Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie,
- Effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non floue à partir du signal flou déduit.

La conception d'un contrôleur flou passe par différentes étapes, la première consiste en la partition en sous-ensembles flous des différents univers de discours ; ensuite on détermine la base de règles qui va caractériser le fonctionnement du système ; ensuite transformation des variables réelles, c'est-à-dire celles qui ont une réalité physique en variables floues c'est l'étape de fuzzification, ces variables floues sont utilisés dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance. Finalement, on effectue la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie (établie par le mécanisme d'inférence).

I.5.2.2 Applications des FLCs dans le filtrage actif de puissance

La plupart des travaux de recherche dans le filtrage actif de puissance en utilisant les contrôleurs flous ont été principalement focalisé sur la régulation de la tension continue aux bornes du

condensateur de stockage [JUA97], [JAI02], [BEN05]. Dans ce cas, le contrôleur flou possède deux entrées, le signal erreur « e » et la variation de l'erreur « de » et une sortie correspondant à l'amplitude du courant de référence I_{smax} , la commande des interrupteurs est réalisé moyennant un contrôleur à hystérésis. Dans le même contexte, Wenjin Dai [WEN09], à proposé une structure à deux régulateurs PI et Flou afin d'améliorer les performances de la boucle de régulation et de contourner les problèmes liés à la variation des paramètres et assurer une meilleure robustesse lors d'une perturbation dans la charge. Ces travaux ont mis en évidence l'apport des techniques intelligentes et en particulier à logique floue dans l'amélioration du temps de réponse, la réduction des pics de tension lors de la variation brusque dans le courant de la charge sans avoir recours à des modèles mathématiques. En matière de la commande on peut trouver dans la littérature, le travail de [HEL09] qui à proposé un contrôleur pour le contrôle d'un filtre actif parallèle trois-phares quatre fils avec des charges équilibrées et déséquilibrées.

I.5.3 Systèmes Neuro-Flous

L'utilisation conjointe des réseaux de neurones et de la logique floue permet de tirer les avantages des deux méthodes : capacités d'apprentissage de la première et la souplesse de la mise en œuvre de la deuxième ; diverses combinaisons de ces deux méthodes ont été développées depuis 1988, elles ont donné naissance à des systèmes neuro-flous qui sont le plus souvent orientés vers la commande des systèmes complexes. George Lee [OUL05], [DZO11] à définit un système Neuro-flou comme étant un réseau neuronal multicouche avec des paramètres flous. Plusieurs ouvrages et articles montrent le bon rendement du modèle ANFIS lorsqu'il est utilisé dans la commande de moteurs [GRA00], [MEL05], [DOZ11].

I.5.4 Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques, comme les réseaux de neurones, font partie des Réseaux Adaptatifs Non-linéaires (RAN) [REN95]. Ils sont composés d'un grand nombre d'unités élémentaires ou agents qui traitent l'information le plus souvent de façon parallèle et distribuée. Les algorithmes génétiques ont été développés à des fins d'optimisation. Ils permettent la recherche d'un extremum global; ces algorithmes s'inspirent des mécanismes de sélection naturelle (proposée par Darwin) et de la génétique de l'évolution [OUL05], [DZO11].

Un algorithme génétique fait évoluer une population de gènes en utilisant ces mécanismes. Cette technique est moins utilisée par comparaison aux réseaux de neurones et la logique floue dans les applications électriques d'une manière générale et dans le cas de filtrage de puissance en particulier. L'inconvénient majeur des algorithmes génétiques réside dans le nombre de calculs et d'itérations que nécessite le processus de détermination des règles qui est très important.

I.6 Avantages des techniques de contrôle intelligentes

Les techniques de l'intelligence artificielle appliquées à la commande des convertisseurs de l'électronique de puissance et des systèmes électriques offrent plusieurs avantages [OUL05], [DZO11]:

- Ne requiert pas de modèles mathématiques du processus à commander,
- Mise en œuvre et conception simple,
- Améliorent les performances de la commande comparées à certaines techniques classiques,
- Elles sont basées sur l'expertise humaine, en l'absence de cette dernière, leur conception peut se baser sur la réponse du système,
- Elles apportent des solutions pour des problèmes intraitables par les méthodes classiques,
- Certaines architectures sont moins coûteuses que d'autres en termes d'implémentation matérielle, la plupart de ces architectures sont évolutives.

Pour les systèmes de filtrage actif, les techniques neuronales ou à base de la logique floue ont connu plus d'applications. Les algorithmes génétiques sont, quant à eux, peu ou pas utilisés [OUL05], [DZO11]. Le filtrage actif de puissance est aujourd'hui est la solution la plus préconisée par les industriels pour améliorer la qualité d'énergie électrique. La commande intelligente s'est imposée ces derniers années dans un grand nombre de domaines (reconnaissance de forme, traitement du signal, robotique, ...), les travaux de recherche à base de ces techniques ne cessent pas d'augmenter et les solutions proposées apportent des possibilités nouvelles qui dépassent de loin les techniques conventionnelles.

A la fin de ce chapitre, nous pensons que la problématique des harmoniques de courant et/ou de tension est une thématique d'actualité qui continue à préoccuper les différents groupes de recherche activant dans le domaine du filtrage actif en vue de proposer de nouvelles approches de commande, de nouvelles topologies et configurations de convertisseurs de puissance et ceci dans un but de réduire le THD à des valeurs acceptables en conformité avec les normes standards ce qui contribué à l'amélioration de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques. Dans ce contexte, notre travail de recherche dans le cadre de cette thèse sera focalisé sur :

- L'étude, la modélisation et la simulation numérique du fonctionnement des différents systèmes de filtrage actif moderne à base des topologies de convertisseurs deux et trois-niveaux (NPC) en utilisant diverses stratégies de contrôle en vue de compenser les harmoniques de tension et/ou de courant,
- Développement de modèles de simulation dans l'environnement MATLAB-Simulink et le ToolBox SimPowerSystem dédiés aux applications de puissance,

- Proposer de nouvelles approches de commande à base des contrôleurs intelligents en remplacement des systèmes conventionnels pour la commande des différents systèmes : FAP, FAS ou UPQC à base de convertisseurs deux et trois-niveaux (NPC) en vue d'améliorer les performances de compensation des harmoniques courants et tensions des systèmes étudiés.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations pouvant affecter la tension du réseau électrique, ces perturbations sont les harmoniques, les déséquilibres de courant et de tension, les creux de tension et les surtensions. Ces perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques pouvant aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

L'accent a été mis sur les harmoniques objets de ce travail de recherche, en particulier leurs origines, leurs conséquences, leurs effets ainsi que les normes internationales fixant les limites à ne pas dépasser. Pour pallier à ce phénomène, plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées, la solution traditionnelle à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Afin de contourner les problèmes que posent les filtres passifs de nouvelles techniques de filtrage actif sont introduites ces dernières années : les filtres actifs parallèles, séries et leur combinaison. Le développement de ces systèmes de filtrage « moderne » est dû en premier lieu aux progrès réalisés dans le domaine des convertisseurs de l'électronique de puissance et à l'évolution croissante des techniques de commande numérique. Ces solutions de filtrage active présentent plusieurs avantages, elles sont peu encombrantes, n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Le filtre actif parallèle peut être utilisé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive. Le filtre actif série peut être utilisé pour compenser les harmoniques de tension et toutes les autres perturbations qui lui sont liés: les déséquilibres, les creux de tension et les surtensions. La combinaison de ces deux filtres actifs (série et parallèle) donne naissance à la solution universelle la plus préférée industriellement permettant la compensation de tous les types de perturbations (courant et tension).

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux techniques de commandes intelligentes qui sont de plus en plus utilisées pour le contrôle des systèmes électriques de puissance. L'étude a été plus focalisée sur les contrôleurs flous et les RNAs (MLPNNs) qui ont été largement utilisés dans la régulation de la tension du bus continu, l'implantation des stratégies de contrôle, etc...

Le prochain chapitre est consacré à l'étude détaillée du filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle à base des topologies de convertisseur deux et trois-niveaux (NPC) avec introduction de nouvelles approches de commande basés sur les techniques de l'intelligence artificielle en vue de simplifier les schémas de contrôle conventionnels et d'améliorer les performances en terme de réduction du THDi en conformité avec la norme standard 519-IEEE.

CHAPITRE II

**Filtre Actif Parallèle à structure Tension : Topologies,
Stratégies de Contrôle & Commande**

II.1 Introduction

Comme nous l'avons indiqué dans l'introduction générale, l'objectif principal de ces travaux de recherche vise l'amélioration de la qualité d'énergie électrique (en particulier la compensation des harmoniques courant et tension) en utilisant des systèmes de filtrage actif à base de convertisseurs triphasés à structure tension deux et trois niveaux (NPC). Ces convertisseurs triphasés sont les plus répandus et les plus utilisés dans les applications industrielles, les variateurs de vitesse pour machines alternatives, les alimentations sans interruption et les filtres actifs en sont quelques exemples d'applications réelles.

Dans ce chapitre, nous allons rappeler tous d'abord le principe de fonctionnement d'un FAP à structure tension, puis nous passons en revue l'ensemble des topologies et configurations de FAP à base d'un convertisseur de tension deux et trois niveaux (NPC), ensuite nous présentons les différentes stratégies de contrôle utilisées permettant l'identification des courants harmoniques. Pour chaque configuration de Filtre Actif Parallèle triphasé nous étudions les trois principaux blocs de la partie puissance, à savoir le convertisseur de tension utilisé, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie. Ensuite, nous examinons les trois principaux blocs de la partie contrôle, à savoir l'identification des courants de référence, la régulation de la tension continue et la poursuite des courants de référence. Ainsi, nous exposons, pour chaque bloc, les différentes méthodes proposées dans la littérature, avec une discussion quant à leurs avantages et inconvénients.

La qualité et les performances de la compensation des harmoniques de courant dépendent fortement des performances de la stratégie de control adoptée (identification et poursuite des courants de référence), dans ce cadre deux méthodes sont largement étudiée :

- Méthode de détection du référentiel lié au synchronisme (synchronous reference frame detection method),
- Méthode de détection synchrone des courants de référence (synchronous reference current detection method).

Outre les systèmes de commande conventionnelle, de nouvelles approches de commande à base de contrôleurs intelligents utilisant la logique floue ou les réseaux de neurones artificielles sont proposés pour la commande du FAP à base des deux topologies de convertisseurs. Ces contrôleurs dit « intelligents » sont facile à concevoir, de mise en œuvre simple, ne nécessitent pas de modèle mathématique et permettent d'obtenir des performances très acceptables comparés aux systèmes classiques.

II.2 Principe de fonctionnement d'un Filtre Actif Parallèle à structure Tension

Les perturbations en courant et en tension des réseaux électriques de distribution ont pour origine la prolifération des charges non linéaires qui y sont connectées. Parmi ces charges non linéaires, on peut notamment citer les convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs, gradateurs, etc.), le matériel informatique, les appareils de climatisation ou bien encore les systèmes d'éclairage à base de tubes fluorescents. Ces charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux et sont à l'origine des pollutions harmoniques. Les courants harmoniques absorbés par ces charges circulent à travers les réseaux électriques et perturbent sérieusement le fonctionnement de certains équipements électriques, pouvant même conduire à leur destruction [OUL05], [ABD08].

Quelque soit le secteur considéré industriel ou domestique, un filtre actif parallèle (FAP) s'insère en parallèle entre la source de tension et la charge non-linéaire sans une grande modification de l'installation coté source ou charge [ALA02], [AMA06], [ABD08].

Le FAP est constitué principalement d'un convertisseur statique à base de semi-conducteurs de puissance commandé par un système de contrôle approprié. Il peut être assimilé à une source de courant qui compense en temps réel les courants harmoniques en injectant au niveau du point de raccordement des courants en opposition de phase avec les perturbations harmoniques identifiées.

Dans le cas où l'élément de stockage est un condensateur le FAP est dit à structure tension et dans le cas où l'élément de stockage est réalisé par une inductance, le FAP est nommé à structure courant. Toutefois, les FAPs à structure tension sont plus fréquemment mis en œuvre dans les applications industrielles pour la simplicité de leur commande, leur coût limité et leur taille physique réduite [AKA06], [ROU07]. Nous avons donc choisi de considérer la structure tension dans ce manuscrit. Le schéma de principe d'un FAP à structure tension est donné par la figure II-1.

Un Filtre Actif Parallèle est composé de deux blocs: un bloc puissance et un bloc commande [NIA96]. Le premier bloc est composé essentiellement:

- d'un convertisseur de puissance,
- d'un filtre de découplage,
- d'une source de stockage d'énergie.

Se sont ces deux derniers éléments qui déterminent la nature du filtre actif (structure tension ou courant), suivant qu'il est réalisé à base d'un convertisseur de tension ou de courant.

Le deuxième bloc est constitué :

- d'un estimateur des courants de référence,
- d'un régulateur maintenant la tension continue aux bornes de l'élément de stockage,
- d'un contrôleur qui peut être conventionnel à hystérésis, MLI ou évolué travaillant avec les techniques intelligentes.

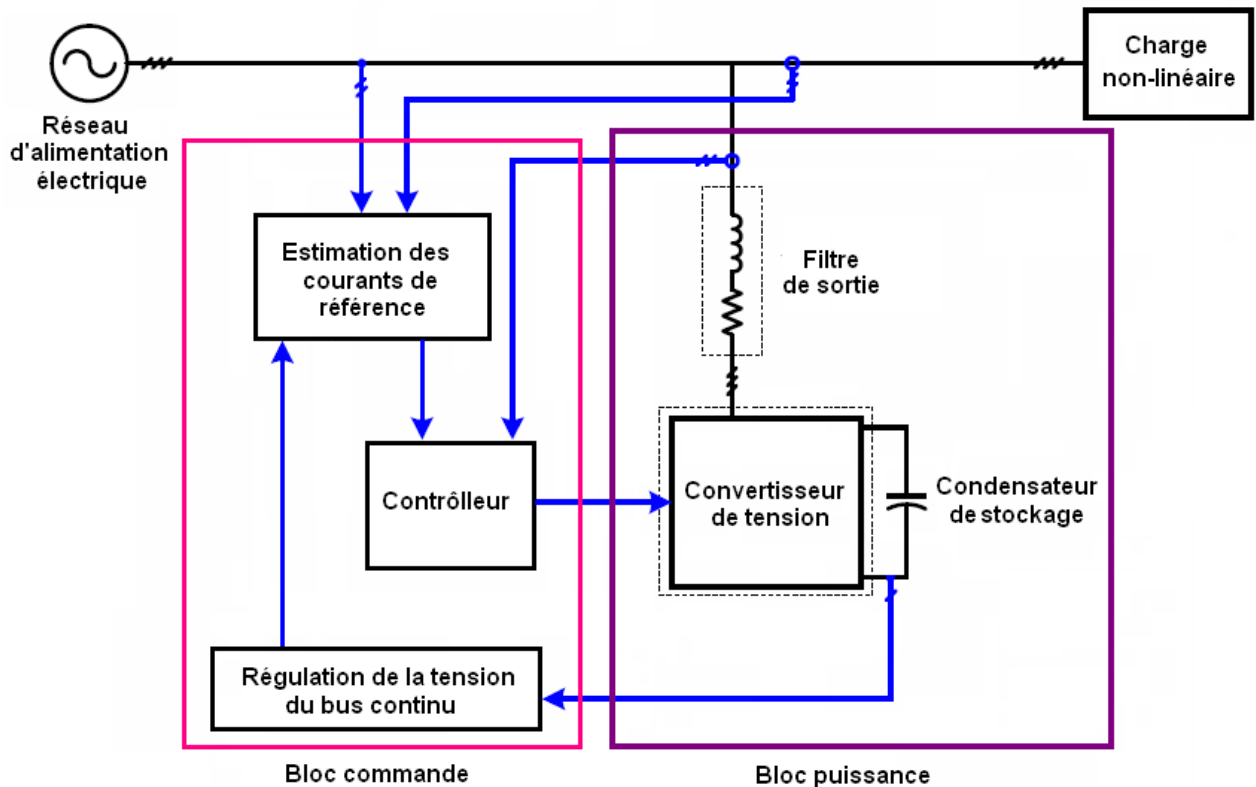


Fig. II-1 Schéma de principe d'un FAP à structure tension

II.3 Topologies d'un Filtre Actif Parallèle à structure tension

Il existe une grande variété de types de filtres actifs parallèles, ils sont classés de différentes manières. La première classification est basée sur le nombre de phases, en effet un FAP peut être :

- monophasés ou triphasés.
- avec ou sans neutre raccordé.
- utilisant un convertisseur de tension ou un commutateur de courant.

Industriellement les filtres actifs monophasés sont moins utilisés que les filtres actifs triphasés qui sont les plus répandus (pour des applications de type variateurs ou redresseurs à dépolluer) du fait que les filtres monophasés sont normalement limités aux applications en basse puissance (les redresseurs des sources d'alimentation en continu), sauf dans le cas de la traction électrique [AK-05].

La technologie du convertisseur de tension et sa topologie [AKA05] est un autre type de classifications des FAPs. La topologie de puissance utilisée peut être :

- Un convertisseur de tension standard à deux niveaux : Voltage Source Inverter (VSI),
- Un convertisseur de tension multi-niveaux : exemple, le convertisseur de tension trois-niveaux (NPC), [BOR06-1], [BOR06-2],
- Un convertisseur matriciel sans étage continu [JEN10].

II.3.1 Convertisseur de tension à deux niveaux

II.3.1.1 Convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras

La configuration la plus répandue est le filtre actif de puissance parallèle à trois bras. Les trois bras du convertisseur sont formés de six interrupteurs bidirectionnels en courant, qui sont des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, IGBT ou IGCT) comportant une diode en antiparallèle. La figure II-2 présente le circuit de puissance d'un filtre actif à structure tension à base d'un convertisseur à deux niveaux connecté en parallèle sur le réseau d'alimentation via un filtre de découplage (L_f , R_f). La capacité C se comporte comme une source de tension continue. La tension U_{dc} aux bornes du condensateur doit être positive et maintenue constante [ALA02], [KAR09], [BEN04]. Ses fluctuations doivent être faibles pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs d'une part et pour ne pas aussi dégrader les performances et la qualité du filtrage d'autre part.

Pour cette structure, on doit respecter les deux contraintes suivantes :

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

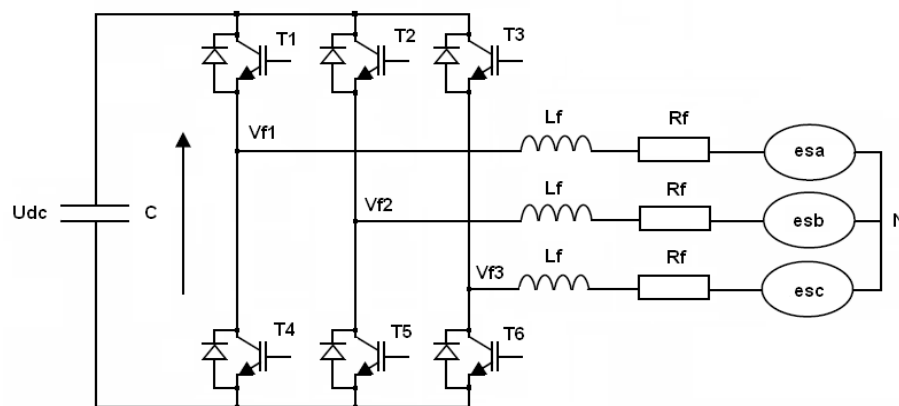


Fig. II-2 Convertisseur à trois bras à structure tension utilisé dans un FAP relié à un réseau électrique à trois bras

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du convertisseur de la Fig. II-2 dépendent de l'état des fonctions de commutation (C_1 , C_2 , C_3), comme défini ci-dessous :

$$C_1 = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$C_2 = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{II-1}$$

$$C_3 = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif V_f (référéés au neutre N de la source), comme le montre le Tab II-1 [JIA94], [KHO06], [CHE10-1].

N	C1	C2	C3	Vf1	Vf2	Vf3
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	2Udc/3	-Udc/3	-Udc/3
3	0	1	0	-Udc/3	2Udc/3	-Udc/3
4	0	1	1	Udc/3	Udc/3	-2Udc/3
5	1	0	0	-Udc/3	-Udc/3	2Udc/3
6	1	0	1	Udc/3	-2Udc/3	Udc/3
7	1	1	0	-2Udc/3	Udc/3	Udc/3
8	1	1	1	0	0	0

Tableau II-1 Tensions de sortie du filtre actif à base d'un convertisseur de tension deux niveaux à trois bras

Dans le plan biphasé ($\alpha \beta$), en considérant \vec{V}_f le vecteur correspondant aux tensions du convertisseur, les huit cas possibles du vecteur \vec{V}_f sont donnés par la Fig. II-3.

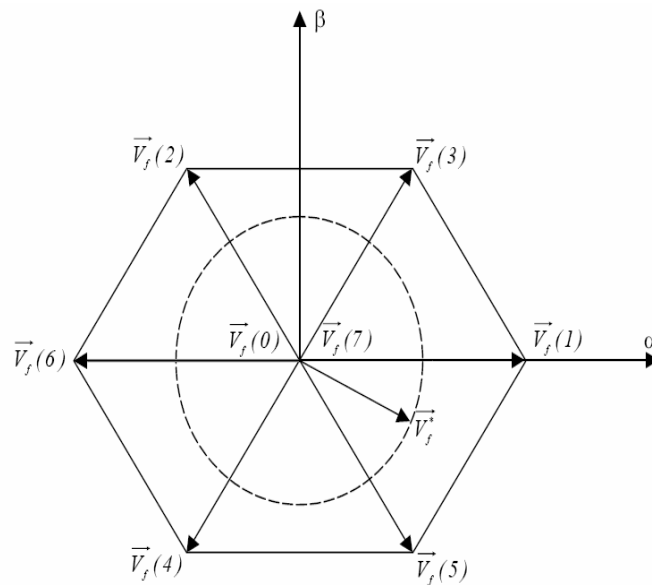


Fig. II-3 Représentation vectorielle des tensions délivrées par le convertisseur deux niveaux à trois bras

\vec{V}_f^* représente la tension de référence que doit produire le convertisseur afin d'élaborer les courants perturbateurs identifiés. Dans ce cas le convertisseur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la Fig. II.3 [AKA90], [JIA94].

II.3.1.2 Convertisseur de tension à deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu

Pour cette topologie, le convertisseur est constitué de quatre interrupteurs réversibles en courant (formant les deux bras), qui sont également des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture comportant une diode en antiparallèle. Le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique. Chacune des deux capacités joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes, $U_{dc}/2$, est également maintenue à une valeur positive quasi-constante [BEN04], [RAH03]. La figure II-4 présente le schéma de principe de cette topologie.

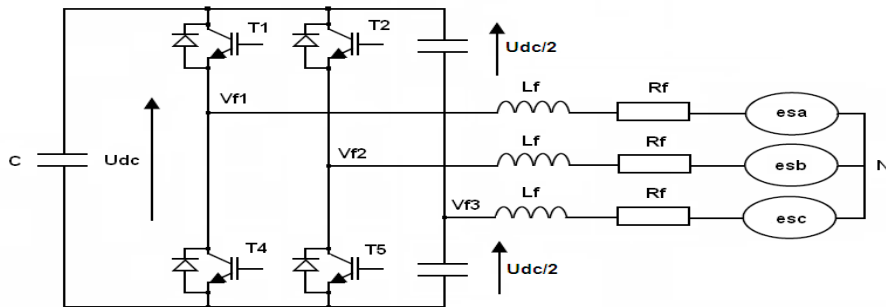


Fig. II-4 Convertisseur triphasé à deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu relié à un réseau électrique à trois fils

Pour cette topologie, les signaux de commande (T1, T2) sont ainsi définis :

$$C1 = \begin{cases} 1 & T1 \text{ fermé et } T4 \text{ ouvert} \\ 0 & T1 \text{ ouvert et } T4 \text{ fermé} \end{cases}$$

II-2

$$C2 = \begin{cases} 1 & T2 \text{ fermé et } T5 \text{ ouvert} \\ 0 & T2 \text{ ouvert et } T5 \text{ fermé} \end{cases}$$

Puisque les variables $C1$ et $C2$ prennent chacune deux valeurs, nous distinguons pour cette topologie quatre commandes possibles, présentées dans le tableau II-2 [HAD99]. Les tensions $Vf1$, $Vf2$ et $Vf3$ génèrent les courants de sortie du filtre actif. Ces tensions peuvent également être représentées sous la forme d'un vecteur Vf selon les axes $\alpha\beta$. Les quatre vecteurs tensions correspondantes aux quatre possibilités de commande sont illustrées à la figure II-5.

N	C1	C2	Vf1	Vf2	Vf3
0	0	0	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$
1	1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0
2	0	1	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0
3	1	1	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$

Tableau II-2 Tensions de sortie du filtre actif à base d'un convertisseur de tension deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu relié à un réseau électrique à trois fils

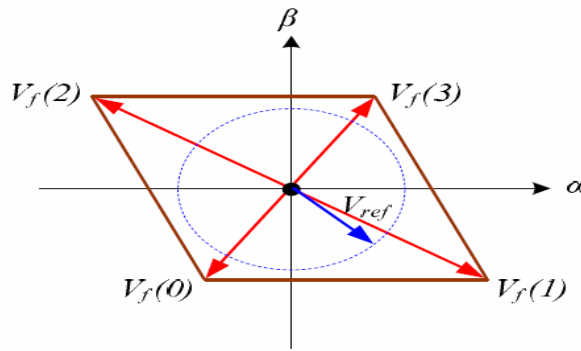


Fig. II-5 Représentation vectorielle des tensions délivrées par le convertisseur deux niveaux à deux bras

II.3.1.3 Convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras avec condensateur à point milieu

Cette topologie est constituée de six interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Ils forment les trois bras d'un convertisseur de tension triphasé. Un quatrième bras est constitué de deux condensateurs dont le point milieu est relié au neutre du réseau électrique. Ici, la commande du convertisseur n'impose que trois courants, le quatrième étant alors imposé par le montage. La figure II-6(a) donne le schéma de principe de cette topologie [UCA06], [GAR09].

II.3.1.4 Convertisseur de tension à deux niveaux à quatre bras

Cette configuration a été proposée afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point milieu comme celle de la configuration précédente. Elle est constituée de huit interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Ils forment les trois bras d'un convertisseur de tension triphasé. Le point milieu du quatrième bras est relié au neutre du réseau électrique. La figure II-6(b) donne le schéma de principe de cette topologie [UCA06], [HAM08], [RAC09], [MAD02], [BEN05].

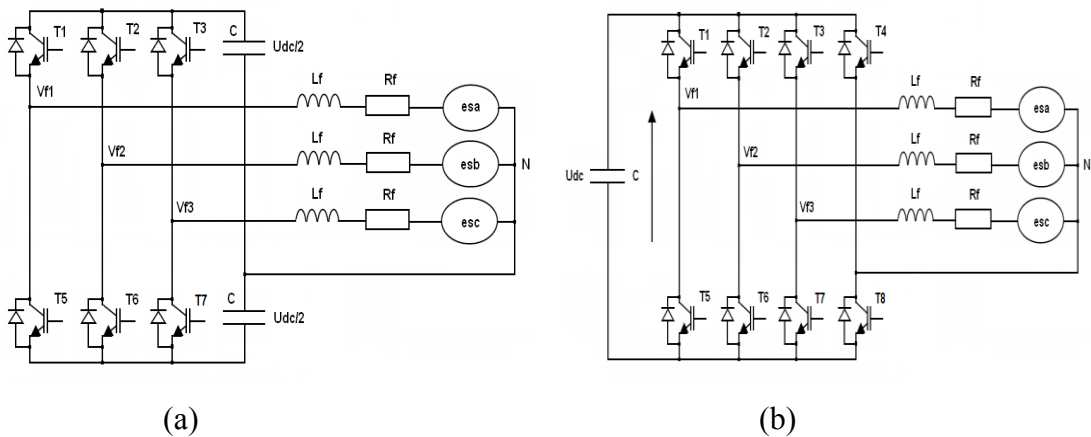


Fig. II-6 Convertisseur à quatre bras à structure tension utilisé dans un FAP relié à un réseau électrique à trois fils à neutre distribué

II.3.2 Convertisseur de tension à trois-niveaux (NPC)

II.3.2.1 Convertisseur de tension trois-niveaux à trois bras

L'utilisation limitée des filtres actifs est due en partie aux coûts structurels mais aussi à la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension. Les convertisseurs multi-niveaux présentent comme principal avantage la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Les principales structures sont les topologies de convertisseur en cascade, clampées par le neutre (NPC : Neutral Point Clamped) et multicellulaires. Leur utilisation se généralise de plus en plus pour les applications à moyenne tension ou ils permettent d'améliorer les formes d'ondes et d'optimiser les coûts [LEG07]. La topologie dominante reste actuellement le NPC, plus facile à commander pour le cas à trois niveaux. Au delà de trois-niveaux, le contrôle de ces convertisseurs est très délicat [DEF08]. La figure II-7 représente le schéma de puissance d'un convertisseur de tension à trois niveaux (NPC) à trois bras.

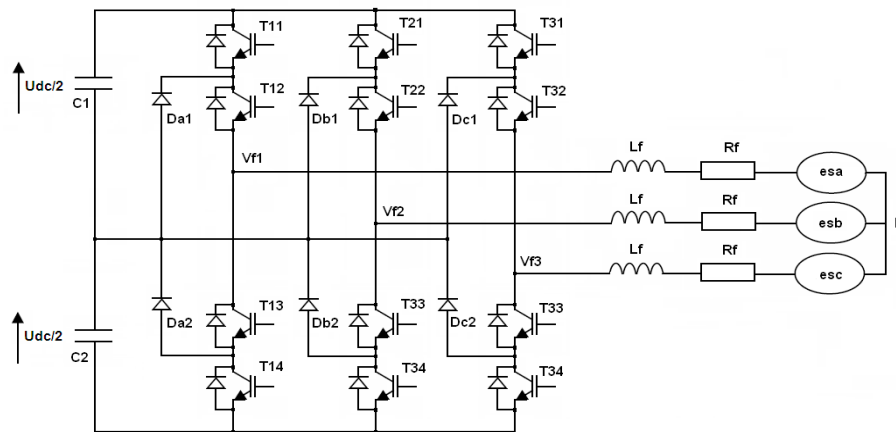


Fig. II-7 Convertisseur triphasé à trois-niveaux (NPC) à trois bras

II.3.2.2 Convertisseur de tension trois-niveaux à deux bras

Afin de contourner l'inconvénient de la topologie trois-niveaux avec douze composants de puissance une nouvelle configuration à deux bras a été étudiée par [BOR04]. Huit interrupteurs de puissance et quatre diodes pour une tension $U_{dc}/2$ sont utilisés. Ce convertisseur peut compenser les courants harmoniques et la puissance réactive générés par des charges non-linéaires. Ce convertisseur fonctionne en régulateur du facteur de puissance en l'absence de charge non-linéaire. Le schéma de principe pour cette topologie est donné par la figure II-8. Trois inductances L_f sont utilisées pour élever la tension et filtrer le courant, deux condensateurs C_1 et C_2 sont nécessaires côté continu pour lisser la tension continue. Quatre diodes (D_{a1} , D_{a2} , D_{b1} , D_{b2}) et huit interrupteurs de puissance (T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} , T_{21} , T_{22} , T_{23} , T_{24}) sont adoptés pour fournir les trois niveaux de tension. La phase c du réseau d'alimentation triphasé est directement reliée au point milieu de la répartition des deux condensateurs C_1 et C_2 [BOR04].

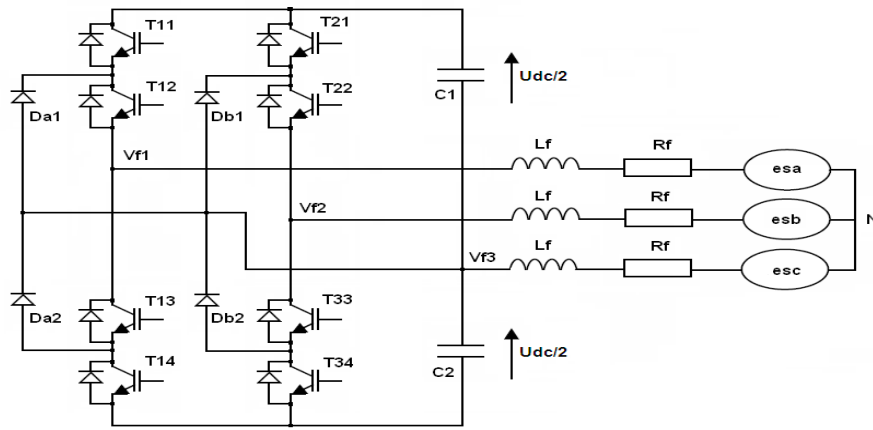


Fig. II-8 Convertisseur triphasé à trois-niveaux (NPC) à deux bras avec condensateur à point milieu

II.3.2.1.1 Tensions fournies

L'ouverture et la fermeture des huit interrupteurs du convertisseur de la Fig. II-9 dépendent de l'état des signaux de commande (f_a, f_b), comme défini ci-dessous :

$$f_a = \begin{cases} 1 & \text{if } T_{11} \text{ et } T_{12} \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{if } T_{13} \text{ et } T_{12} \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{if } T_{11} \text{ et } T_{14} \text{ sont fermés} \end{cases}$$

II-3

$$f_b = \begin{cases} 1 & \text{if } T_{21} \text{ et } T_{22} \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{if } T_{23} \text{ et } T_{22} \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{if } T_{21} \text{ et } T_{24} \text{ sont fermés} \end{cases}$$

Trois état d'opération peuvent être générés pour chaque bras, il y'a neuf combinaisons de commutation possible (Tableau II-3). En se basant sur les fonctions de commutation définie par l'équation (II-3), les tensions de sortie du convertisseur par rapport au point neutre N de la source alternatif sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_a \cdot U_{dc})/2 + V_{on} \\ (f_b \cdot U_{dc})/2 + V_{on} \\ V_{on} \end{bmatrix} \quad \text{II-4}$$

V_{on} : est la tension entre le point milieu de la tension continue et le point neutre N de la source d'alimentation.

Pour un système trois-phares trois-fils, la sommation de tensions alternatives données par (II-5) donne :

$$V_{on} = (f_a + f_b)U_{dc} / 6 \quad \text{II-5}$$

En se basant sur (II-4) et (II-5) les tensions alternatives du convertisseur par rapport au point neutre N sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} U_{dc} / 2 \tag{II-6}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 \\ -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} \tag{II-7}$$

k	fa	fb	Vao	Vbo	Vab
0	0	0	0	0	0
1	1	0	Udc/2	0	Udc/2
2	1	1	Udc/2	Udc/2	0
3	0	1	0	Udc/2	-Udc/2
4	-1	1	-Udc/2	Udc/2	-Udc
5	-1	0	-Udc/2	0	-Udc/2
6	-1	-1	-Udc/2	-Udc/2	0
7	0	-1	0	-Udc/2	Udc/2
8	1	-1	Udc/2	-Udc/2	Udc

Tableau II-3 Tensions fournies par un convertisseur triphasé à trois-niveaux (NPC) à deux bras avec condensateur à point milieu

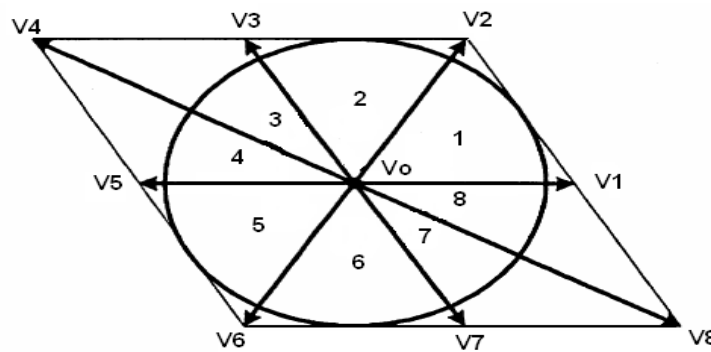


Fig. II-9 Représentation vectorielle des tensions délivrées par un convertisseur trois-niveaux à deux bras

II.3.3 Système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait le plus souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur Cdc qui joue le rôle d'une source de tension continue Udc. Le choix des paramètres du système de stockage (Udc et Cdc) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation des harmoniques. D'une part, une tension Udc élevée améliore la dynamique du filtre actif; d'autre part, une valeur élevée de Cdc réduit les ondulations mais

augmente le coût et la taille du FAP [ALA02]. De plus, les ondulations de la tension continue U_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Pour cette raison, nous pouvons estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage. La méthode la plus simple est basée sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible, la valeur de la capacité C_{dc} peut être déduite de l'équation (II-8), [ALA02]:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon U_{dc} \omega h} \quad \text{II-8}$$

Avec :

ωh : est la pulsation de l'harmonique de rang h ,

I_h : Harmonique de rang h ,

U_{dc} : Tension du bus continue,

C_{dc} : Condensateur de stockage,

ε : Taux d'ondulation acceptable.

Notons que l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la marge de commandabilité du FAP mais à des répercussions sur le choix des interrupteurs du convertisseur, la tension continue U_{dc} doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité du convertisseur utilisé [BRU99], [ALA02].

II.3.4 Filtre de sortie

Le rôle principal du filtre de sortie est de permettre la connexion du convertisseur de tension au réseau électrique qui est très souvent considéré comme une source de courant qui génère des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du convertisseur et le réseau [NIA96], [ALA02]. Ce filtre à un double rôle, il limite la dynamique du courant et réduit aussi la propagation sur le réseau électrique des composantes dues aux commutations.

Dans le cas du FAP, ce filtre est composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f . Notons toutefois que des filtres de découplage du troisième ordre, de type L-C-L, pourraient également être utilisés.

II.3.5 Caractéristiques de la charge non-linéaire

L'ensemble est constitué par le réseau d'alimentation et la charge polluante composée d'un redresseur triphasé en pont débitant sur une charge R_{ch}, L_{ch} . Le réseau d'alimentation est assimilé à trois sources de tensions sinusoïdales parfaite en série avec une inductance L_s et une résistance R_s .

Une inductance additionnelle L_c est connectée à l'entrée du redresseur afin de limiter les gradients di/dt . L'inductance totale $L_{stot} = L_s + L_c$ s'oppose à la variation brutale du courant de ligne [BRU99], [BEN04]. Le courant de la charge non linéaire est donné sous la forme suivante :

$$i_{ch}(t) = I_{ch-moy} + \sum (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad \text{II-9}$$

I_{ch-moy} : représente le courant moyen de la charge non linéaire, il est donné par :

$$I_{ch-moy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ch}(t) d(\omega t) \quad \text{II-10}$$

a_n et b_n représentent les coefficients de la série de Fourier.

Les coefficients a_1 et b_1 peuvent être calculés selon :

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ch}(t) \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{ch} \cos(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_{ch} \cos(\omega t) d(\omega t) \right] = 0 \quad \text{II-11}$$

$$b_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ch}(t) \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{ch} \sin(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_{ch} \sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{ch} \quad \text{II-12}$$

La valeur efficace du fondamentale du courant de la charge I_{fond} est donnée par :

$$I_{fond} = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_{ch} \quad \text{II-13}$$

La valeur efficace du courant de charge non linéaire $I_{ch}(t)$ est donnée par :

$$I_{eff-ch} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{ch}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ch} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ch} \quad \text{II-14}$$

La puissance apparente de la charge non linéaire S_c se compose de trois termes de puissance: la puissance active de la charge non linéaire P_c , la puissance réactive consommée par la charge non linéaire Q_c et la puissance déformante D_c .

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} \quad \text{II-15}$$

La puissance apparente du filtre actif S_f compensant les harmoniques et la puissance réactive de la charge non linéaire est donnée par l'équation suivante:

$$S_f = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2} \quad \text{II-16}$$

La valeur efficace du courant harmonique que doit générer le filtre actif est donné par :

$$I_{ch} = \sqrt{I_{eff-ch}^2 - I_{fond}^2} \quad \text{II-17}$$

En rapportant les relations (II-17), (II-13) et (II-14) dans celles de (II-15) et (II-16), on obtient le rapport de puissance apparente (S_f/S_c) donné par l'expression suivante :

$$\frac{S_f}{S_c} = \frac{\sqrt{Q_c^2 + D_c^2}}{\sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2}} = \frac{0.24I_{ch}}{\sqrt{\frac{2}{3}}I_{ch}} \approx 0.2968 \quad \text{II-18}$$

La puissance du filtre actif nécessaire à la compensation de tous les harmoniques de courant consommés par un pont triphasé représente près d'un tiers de la puissance nominale de la charge [BRU99], [MEK07].

Admettons que le pont triphasé fonctionne sous une tension efficace V_s égale à 220V et absorbe une puissance apparente nominale S_n d'environ 5.45 kVA. Les grandeurs caractéristiques de la charge non-linéaire peuvent être déterminé selon :

$$U_d = \frac{3V_s \cdot \sqrt{6}}{\pi} = 514.6 \text{ V} \quad \text{II-19}$$

$$I_d = \frac{S_n}{U_d} = \frac{5448.8}{514.6} = 10.58 \text{ A} \quad \text{II-20}$$

II.4 Stratégies de Contrôle du Filtre Actif Parallèle à structure Tension

II.4.1 Identification des courants harmoniques

La qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, un système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmoniques sont mal identifiés. Pour cette raison, de nombreuses méthodes d'identification ont été développées dans la littérature. Elles peuvent être regroupées selon deux approches [KAR09], [DJE07], [SIN99]:

- Identification dans le domaine fréquentiel :

Les méthodes permettant l'identification des courants harmoniques dans le domaine fréquentiel sont principalement basés sur l'analyse de Fourier appliquée aux grandeurs déformées (courants ou tensions) afin d'en extraire les signaux de compensation. En utilisant la transformée de Fourier, les composantes harmoniques de compensation sont d'abord séparées des signaux harmoniques polluants et sont ensuite combinées pour générer les consignes. La fréquence de commutation des semi-conducteurs du filtre actif est généralement maintenue plus grande que deux fois la plus élevée des fréquences harmoniques dans l'objectif d'avoir une compensation effective [SIN99], [DJE07]. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement : elles permettent donc une compensation sélective.

Il est à noter que l'application on-line de la transformée de Fourier nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques d'où il en résulte un temps de réponse relativement lent.

- Identification dans le domaine temporel.

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes fréquentielles. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques du reste des harmoniques par le filtrage. Les méthodes les plus importantes sont:

- Méthode des puissances active et réactive instantanées PQ: l'extraction des harmoniques est réalisée à partir de la puissance instantanée calculée en repère fixe, en utilisant la transformée de Concordia [ALA02], [AKA83]. Ainsi, les puissances sont décomposées en une composante continue, liée au fondamental, et en une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut.
- Méthode du référentiel lié au synchronisme SRF: Cette méthode repose sur la transformée de Park et elle est basée essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés [ALA02], [MEK07].
- Méthode de détection synchrone des courants de référence : cette méthode repose sur la génération des courants de référence synchrone avec les trois tensions de la source [SIN98], [BEN04], [KAR09]. Elle ne nécessite pas une PLL et permet d'obtenir d'excellentes performances en particulier dans le cas où la tension réseau n'est pas perturbée.
- Méthode du courant instantané dq: le courant de charge est transformé dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park [SOA00], [AMA06]. Les courants obtenus sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas. La séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques devra être réalisée avec le minimum d'atténuation et de déphasage possible des harmoniques identifiés. Pour cela un filtre d'ordre élevé est souhaité. Cependant, ce type de filtre est difficile à implanter en pratique. Ainsi, un choix simple peut être utilisé consistant à un filtre passe-haut de type Butterworth du 2^{ème} ordre avec une fréquence de coupure de 10Hz.

II.4.1.1 Méthode des puissances active et réactive instantanées

La méthode des puissances instantanées a été introduite par H. Akagi. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (α - β) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la

composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Dans la méthode classique des puissances instantanées [AKA83], [SEG99], [KAR09] on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. Le schéma bloc relatif à cette méthode est représenté par la Fig. II.10.

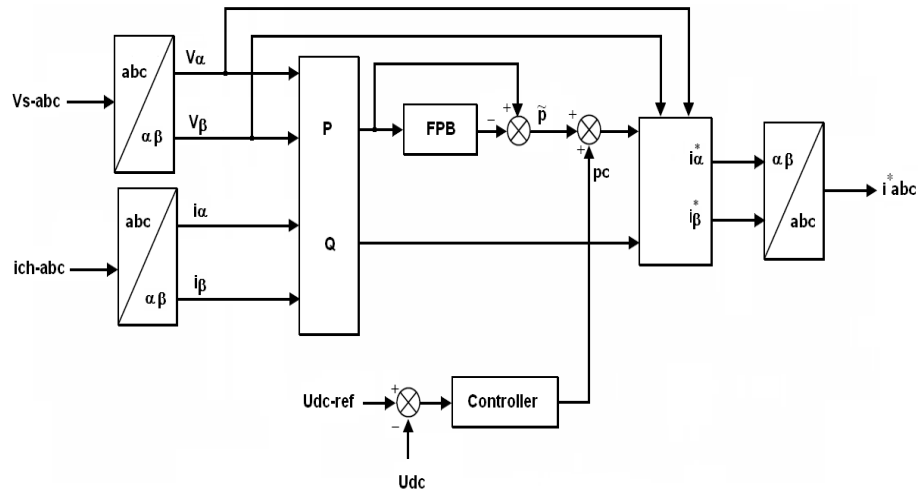


Fig. II-10 Méthode d’identification des puissances active et réactive instantanées

Notons, respectivement, les tensions simples d’alimentations et les courants de charge d’un système triphasé équilibré par (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) et $(i_{cha}, i_{chb}, i_{chc})$. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature. Cette transformation appliquée aux tensions réseau et aux courants de ligne mène aux expressions suivantes [GAI10], [ALA02], [MEK07], [KAR09] :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \tag{II-21}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \tag{II-22}$$

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

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} \tag{II-23}$$

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

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} & + & \tilde{p} \\ \bar{q} & + & \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{II-24}$$

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

A partir de l'équation (II.23), nous pouvons déduire les expressions des composantes du courant de charge selon les axes $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{II-25}$$

Le remplacement de (II.24) dans (II.25) donne les expressions des courants i_α et i_β selon les axes $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{II-26}$$

Puisque nous intéressons à la compensation simultanée des harmoniques de courant et de l'énergie réactive, dans ce cas nous éliminons alors la composante continue de p à l'aide d'un simple FPB et on ajoute la puissance active p_c nécessaire à la régulation de la tension continue U_{dc} à la composante harmonique de la puissance active instantanée. Les courants perturbateurs de référence, notés $i_{\alpha-ref}$ et $i_{\beta-ref}$, s'expriment selon les axes $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{II-27}$$

Les courants perturbateurs de référence selon les axes (abc) peuvent être déterminés en utilisant la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad \text{II-28}$$

II.4.1.2 Méthode du référentiel lié au synchronisme

Cette méthode a l'avantage d'être insensible aux distorsions qui peuvent avoir lieu dans la tension d'alimentation. En effet, les courants de référence sont obtenus directement à partir des courants de la charge polluante sans être affectée ni par les distorsions, ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source [ETX03], [BHA91]. Ceci renforce la robustesse et la performance du processus de compensation. Cependant, une transformation du plan ($\alpha\beta$) vers le

référentiel (d-q) des signaux en sinus et cosinus synchronisés avec les tensions simples du réseau est indispensable, ces derniers sont créés en utilisant une boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop).

La transformation de Concordia appliquée aux courants de charge (i_{cha} , i_{chb} , i_{chc}) permet de transformer le système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature : [GAI10], [DZO11]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad \text{II-29}$$

L'expression des courants i_d et i_q dans le référentiel (d-q) sont données par:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{II-30}$$

Avec $\hat{\theta}$ est 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 harmonique :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d & + & \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q & + & \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{II-31}$$

Avec \bar{i}_d et \bar{i}_q sont les composantes continues de i_d et i_q , et \tilde{i}_d et \tilde{i}_q sont les composantes alternatives de i_d et i_q . A partir de l'équation (II.30), nous pouvons exprimer les composantes du courant selon les axes (α - β) par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{II-32}$$

En séparant les composantes continues des composantes harmoniques, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{II-33}$$

Les expressions des courants de référence $i_{\alpha-ref}$ et $i_{\beta-ref}$ sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_{dc} \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{II-34}$$

Les courants de référence dans le repère (abc) sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad \text{II-35}$$

Le schéma de principe de la méthode référentiel synchrone est donné par la Fig. II-11

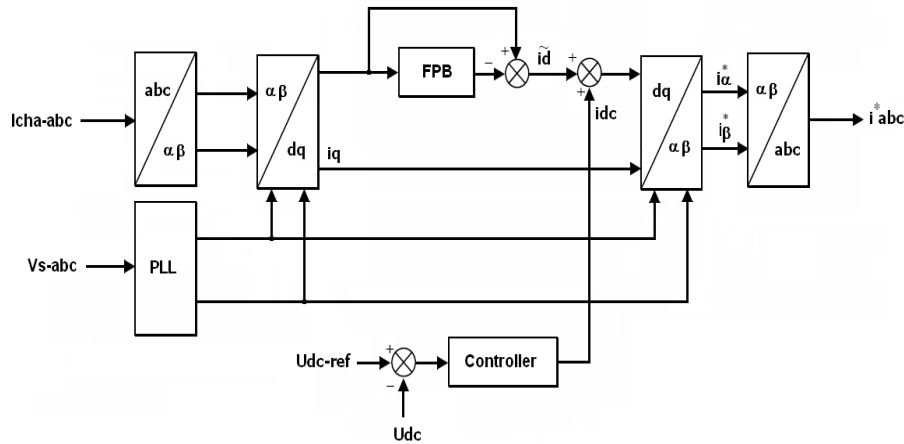


Fig. II-11 Méthode du référentiel lié au synchronisme

II.4.1.3 Méthode des courants de référence synchrone

Cette méthode de contrôle est de mise en œuvre facile et nécessite moins de calcul que les autres techniques. La tension U_{dc} est comparé à la tension de référence U_{dc-ref} , l'erreur est injecté dans un régulateur générant le courant I_{smd}^* . La somme de ce courant avec le courant I_{smp}^* donne l'amplitude du courant alternatif de référence [AJA06], [CHE11-2], [CHE11-5].

Les tensions d'alimentation (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}) sont par (II-30) :

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= V_{sm} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{sb}(t) &= V_{sm} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc}(t) &= V_{sm} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad \text{II-36}$$

La détermination de l'amplitude du courant maximale à fournir par le filtre I_{sm}^* est donnée par l'équation (II-37):

$$I_{sm}^* = I_{smp}^* + I_{smd}^* \quad \text{II-37}$$

Avec :

$$I_{smp}^* = \frac{2 P_{moy}}{3 V_{sm}} \quad \text{II-38}$$

I_{smd}^* est la composante du courant permettant le maintien de la tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} . Les courants de référence doivent être sinusoïdaux et en phase avec les tensions de la source. Les courants désirés de la source AC peuvent être calculés en multipliant l'amplitude maximale du courant source par des signaux sinusoïdaux unitaires. Ces signaux unitaires sont donnés par (II-39) :

$$\begin{aligned} i_{ua}(t) &= V_{sa} / V_{sm} \\ i_{ub}(t) &= V_{sb} / V_{sm} \\ i_{uc}(t) &= V_{sc} / V_{sm} \end{aligned} \tag{II-39}$$

$$\begin{aligned} i_{sa}^*(t) &= I_{sm}^* i_{ua} \\ i_{sb}^*(t) &= I_{sm}^* i_{ub} \\ i_{sc}^*(t) &= I_{sm}^* i_{uc} \end{aligned} \tag{II-40}$$

La différence entre ces courants de références et les courants absorbés par la charge permet de générer les trois courants de compensation (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*) :

$$\begin{aligned} i_{ca}^* &= i_{sa}^* - i_{La} \\ i_{cb}^* &= i_{sb}^* - i_{Lb} \\ i_{cc}^* &= i_{sc}^* - i_{Lc} \end{aligned} \tag{II-41}$$

La Fig. II-12, présente le schéma de principe de la méthode de détection synchrone des courants de référence.

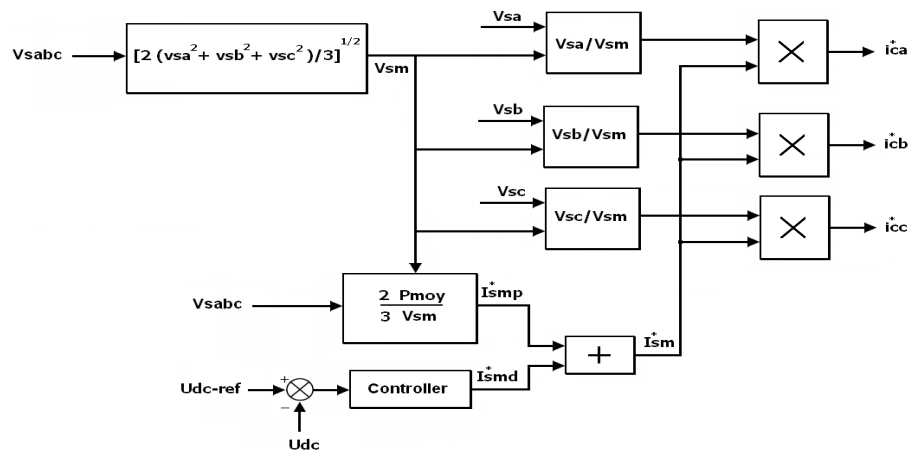


Fig. II-12 Méthode des courants de référence synchrone

II.4.2 Contrôleur des courants de référence

Les performances de compensation d'un filtre actif avec réduction du THD du courant source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais

dépendent également de la technique du contrôle des courants de référence (poursuite des courants de références). Deux approches de contrôle sont couramment mises en œuvre, à savoir :

- Le contrôle direct basé sur la comparaison du courant de référence avec le courant réel injecté par le filtre actif.
- Le contrôle indirect basé sur la comparaison du courant de référence avec le courant source, [ABD08], [BEN04].

II.4.2.1 Contrôle par hystérésis fixe

La commande conventionnelle par hystérésis est très couramment utilisée, elle est caractérisée par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. Cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Son principe consiste en l'élaboration d'un signal erreur qui est la différence entre le courant de référence et le courant produit par le convertisseur du FAP. Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, 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. 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. Dans le cas d'un convertisseur de tension deux niveaux la technique de contrôle par modulation à hystérésis fixe peut être formulée de la façon suivante [CHE10-1], [GUP11]:

- Si $i_f < i_{ref} - HB$: l'interrupteur supérieur est ouvert et l'interrupteur inférieure est fermé,
- Si $i_f > i_{ref} + HB$: l'interrupteur supérieur est fermé et l'interrupteur inférieure est ouvert.

Le bloc simulink permettant la génération des signaux de commande du convertisseur de tension deux niveaux dans ce cas est donné par la Fig. II-13.

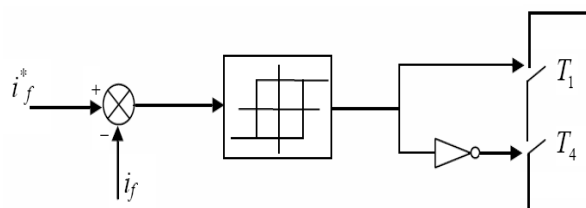


Fig. II-13 Commande par hystérésis

II.4.2.2 Contrôleur à hystérésis variable

Afin de contourner les faiblesses du contrôle à hystérésis fixe [K. Bose] à introduit le contrôle du courant à bande hystérésis variable pour la commande des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs travaillant avec la technique PWM [BIM90], [MUR05], ce contrôle a l'avantage de présenter une réponse dynamique rapide avec réduction du bruit acoustique lorsque la fréquence de commutation est variable. Le principe de fonctionnement d'un contrôleur à bande hystérésis variable consiste à calculer la largeur de la bande en fonction de la tension d'alimentation V_s , du signe de la pente di_a/dt et de la valeur de la tension d'alimentation U_{dc} . La forme du courant et de la tension à la sortie du convertisseur sont représentés par la Fig. II-14.

Les expressions de la rampe positive du courant i_a^+ est comprise dans l'intervalle de temps t_0 à t_1 et la rampe négative i_a^- dans l'intervalle t_1 à t_2 peuvent être exprimés par :

$$\frac{Ldi_{ca}^+}{dt} = \frac{1}{2}U_{dc} + V_{sa} \quad \text{II-42}$$

$$\frac{Ldi_{ca}^-}{dt} = -\left(\frac{1}{2}U_{dc} + V_{sa}\right) \quad \text{II-43}$$

$$\frac{Ldi_{ca}^+}{dt} = \frac{1}{2}U_{dc} + V_{sa} \quad \text{II-44}$$

$$\frac{Ldi_{ca}^-}{dt} = -\left(\frac{1}{2}U_{dc} + V_{sa}\right) \quad \text{II-45}$$

Avec : L : inductance de filtrage,

$\frac{Ldi_{ca}^+}{dt}$ et $\frac{Ldi_{ca}^-}{dt}$: pentes du courant i_{ca} .

$$\frac{di_{ca}^+}{dt} t_1 - \frac{di_{ca}^*}{dt} t_1 = 2HB \quad \text{II-46}$$

$$\frac{di_{ca}^-}{dt} t_2 - \frac{di_{ca}^*}{dt} t_2 = -2HB \quad \text{II-47}$$

$$t_1 + t_2 = T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} \quad \text{II-48}$$

t_1 et t_2 sont respectivement les intervalles de commutation et f_{sw} est la fréquence de commutation.

La somme de (II-46) et (II-47) et en utilisant (II-48) donne :

$$t_1 \cdot \frac{di_{ca}^+}{dt} - t_2 \cdot \frac{di_{ca}^-}{dt} - \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{di_{ca}^*}{dt} = 0 \quad \text{II-49}$$

$$4HB = (t_1 + t_2) \frac{di_{ca}^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{ca}^*}{dt} \quad \text{II-50}$$

Posons $m = \frac{di_{ca}^*}{dt}$, alors l'expression de la bande à hystérésis en fonction de la fréquence de commutation f_{sw} est donnée par (II-51) :

$$HB = \frac{U_{dc}}{8f_{sw}} \left[1 - \frac{4.L^2}{U_{dc}^2} \left(\frac{V_{sa}}{L} + m \right)^2 \right] \tag{II-51}$$

L'équation (II-51) indique que la bande hystérésis est une fonction de U_{dc} , V_s et m . Pour garder la fréquence de commutation f_{sw} constante nous devons agir sur la largeur de la bande à hystérésis.

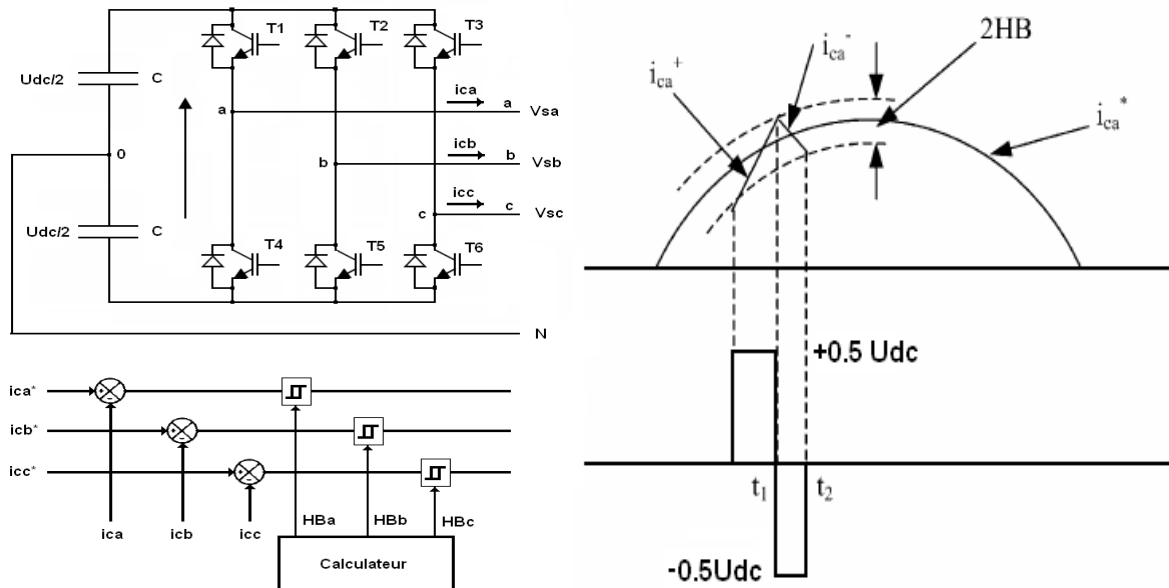


Fig. II-14 Courant et tension à la sortie d'une phase du convertisseur

II.4.2.3 Modulateur MLI

Ce type de contrôle de courant peut être réalisé selon différentes techniques, à savoir :

- MLI à porteuse : MLI naturelle, MLI régulière symétrique, MLI régulière asymétrique ou MLI aléatoire,
- MLI à élimination (ou minimisation) d'harmoniques,
- MLI vectorielle.

La MLI naturelle est la méthode la plus simple et la plus 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, chaque intersection entre ces deux signaux donne lieu à une commutation [ALA02], [ABD08], [KAR09].

Le contrôle par MLI est d'une complexité réduite; il garantit un fonctionnement à fréquence fixe et conduit à un contenu harmonique parfaitement identifié. Cependant, cette technique a des propriétés dynamiques limitatives avec une réponse du système lors d'un changement brutal des courants de référence plus lente que celle d'une commande par hystérésis.

II.5 Filtre Actif Parallèle à structure Tension à deux niveaux

II.5.1 Modèle mathématique du FAP-Convertisseur de tension deux niveaux

La Figure II-15 montre le FAP branché au réseau, nous supposons que le convertisseur composant le FAP est connecté à une source de tension triphasé équilibré, l'application des lois de Kirchhoff pour les courants et les tensions au point de connexion du FAP dans un repère « abc » sont données par [CHE10-1], [ZOU06]:

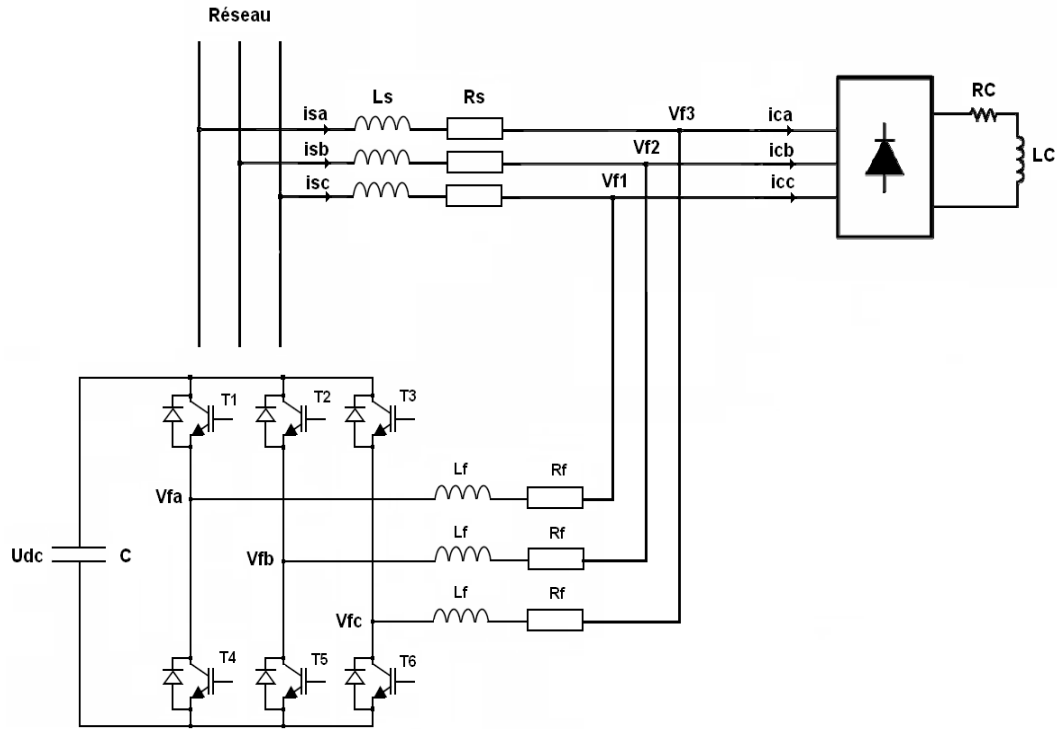


Fig. II-15 FAP connecté au réseau d'alimentation

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} + V_{fa} + V_{MN} \\
 V_{sb} &= R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} + V_{fb} + V_{MN} \\
 V_{sc} &= R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} + V_{fc} + V_{MN}
 \end{aligned}
 \tag{II-52}$$

Les tensions phase-neutre du FAP sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_{f1} &= V_{fa} + V_{MN} \\
 V_{f2} &= V_{fb} + V_{MN} \\
 V_{f3} &= V_{fc} + V_{MN}
 \end{aligned}
 \tag{II-53}$$

La somme de ces trois tensions donne la tension masse-neutre V_{MN} :

$$V_{MN} = -\frac{1}{3}(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})
 \tag{II-54}$$

En remplaçant (II-54) dans (II-53) on obtient :

$$\begin{aligned} V_{f1} &= \frac{2}{3}V_{fa} - \frac{1}{3}V_{fb} - \frac{1}{3}V_{fc} \\ V_{f2} &= -\frac{1}{3}V_{fa} + \frac{2}{3}V_{fb} - \frac{1}{3}V_{fc} \\ V_{f3} &= -\frac{1}{3}V_{fa} - \frac{1}{3}V_{fb} + \frac{2}{3}V_{fc} \end{aligned} \quad \text{II-55}$$

Ces équations réécrites sous forme matricielle donnent :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} \quad \text{II-56}$$

Les tensions V_{fa} , V_{fb} , V_{fc} peuvent prendre les valeurs (0 ou +/- U_{dc}) en dépendance de la fonction de commutation C_k pour le $K^{\text{ième}}$ bras du convertisseur ($k=1, 2, 3$), C_k est définie comme suit :

$$C_k = 1 \quad \text{Si } T_k \text{ est ON et } T_{k+3} \text{ est OFF} \quad \text{II-57}$$

$$C_k = 0 \quad \text{Si } T_k \text{ est OFF et } T_{k+3} \text{ est ON}$$

Cependant :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} U_{dc} \quad \text{II-58}$$

En remplaçant (II-58) dans (II-56), les tensions phase-neutre sont données alors par :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} U_{dc} \quad \text{II-59}$$

De même on peut définir l'état de la fonction de commutation d_{nk} définie par :

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad \text{II-60}$$

Dans ce cas, les tensions phase-neutre sont données par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} U_{dc} \quad \text{II-61}$$

En remplaçant (II-61) dans (II-52) on obtient :

$$L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} - d_{n1} U_{dc} + V_{sa}$$

$$L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} - d_{n2} U_{dc} + V_{sb} \quad \text{II-62}$$

$$L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} - d_{n3} U_{dc} + V_{sc}$$

Pour le coté continu du FAP, nous avons l'équation suivante :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (2d_{n1} - d_{n2}) i_{fa} + \frac{1}{C_{dc}} (d_{n1} + 2d_{n2}) i_{fb} \quad \text{II-63}$$

En utilisant les deux premières équations de (II-62) et la relation (II-63), le modèle complet du FAP dans le repère (abc) est donné par (II-64) :

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{fa}}{dt} &= -R_f i_{fa} - d_{n1} U_{dc} + V_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} &= -R_f i_{fb} - d_{n2} U_{dc} + V_{sb} \\ \frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} (2d_{n1} - d_{n2}) i_{fa} + \frac{1}{C_{dc}} (d_{n1} + 2d_{n2}) i_{fb} \end{aligned} \quad \text{II-64}$$

II.5.2 Dimensionnement de l'inductance Lf

Le convertisseur de tension à deux niveaux composant le FAP doit fournir un courant capable de suivre sa référence avec une ondulation de courant acceptable. La tension Vf généré par le convertisseur pour chaque phase en négligeant la résistance du filtre est donnée par :

$$V_f = V(t) + L_f \frac{di(t)}{dt} \quad \text{II-65}$$

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_f - V(t)}{L_f} \quad \text{II-66}$$

Pour réduire l'ondulation du courant il est nécessaire d'augmenter la valeur de l'inductance Lf à une valeur acceptable en accord avec les contraintes de réalisation pratique.

On peut calculer l'ondulation maximum du courant en négligeant la résistance de l'inductance à partir de l'expression approximée de la dérivée du courant :

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{V_f - V(t)}{L_f} \quad \text{II-67}$$

Si on considère une modulation MLI scalaire, dans chaque demi-période de modulation, la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur sera égale à sa consigne. Si on suppose que le convertisseur essaye de reproduire exactement la tension réseau (c'est-à-dire la consigne de courant nul), on peut calculer l'intervalle d'application de tension positive (T+) et négative (T-) de du convertisseur comme suit [ETX03] :

$$T_+(\omega t) = \frac{T_{sw}}{2} \left(\frac{2.E(\omega t) + U_{dc}}{2U_{dc}} \right) \quad \text{II-68}$$

$$T_-(\omega t) = \frac{T_{sw}}{2} \left(\frac{-2.E(\omega t) + U_{dc}}{2U_{dc}} \right) \quad \text{II-69}$$

La variation du courant entre chaque intervalle est donné par :

$$\Delta I_+(\omega t) = \frac{T_+}{L} \left(\frac{U_{dc}}{2} - E(\omega t) \right) = \frac{T_{sw}}{8.L.U_{dc}} (U_{dc}^2 - 4.E^2(\omega t)) \quad \text{II-70}$$

$$\Delta I_-(\omega t) = \frac{T_-}{L} \left(\frac{U_{dc}}{2} + E(\omega t) \right) = \frac{T_{sw}}{8.L.U_{dc}} (U_{dc}^2 - 4.E^2(\omega t)) \quad \text{II-71}$$

On constate que les deux variations sont identiques; donc l'ondulation maximum pic à pic sera donné par :

$$\Delta i_{\max} = \frac{T_{sw} U_{dc}}{8.L_f} \quad \text{II-72}$$

La valeur minimum de l'inductance est donnée par :

$$L_{f-\min} = \frac{T_{sw} U_{dc}}{8.\Delta i_{\max}} \quad \text{II-73}$$

D'autre part la tension de référence du bus continu doit être supérieure ou égale à la tension redressée maximale, soit $U_{(dc-ref)\min} = \sqrt{6}V_s = 565 \text{ V}$. Elle doit également être inférieure à la tension nominale imposée par la limitation physique des semi-conducteurs de puissance. Il existe donc une relation entre la valeur minimale d' U_{dc-ref} et la valeur de l'inductance de découplage L_f . Nous avons fixé la tension de référence U_{dc-ref} à 700 V.

$F_{sw} = 20 \text{ kHz}$ ($T_{sw} = 50 \mu s$), $U_{dc} = 700 \text{ V}$, $S_n = 5.45 \text{ KVA}$, $U_n = 220 \text{ V}$, $I_n = 8.2575 \text{ A}$:

$$\Delta i_{\max} = 5\%.2.\sqrt{2}.I_n \quad \text{II-74}$$

$$L_{f-\min} = \frac{5.10^{-5}.700}{8.(1.1677)} \approx 3.75 \text{ mH} \quad \text{II-75}$$

II.5.3 Dimensionnement du condensateur de stockage

La simplification de l'égalité (II-18) permet d'obtenir:

$$\sqrt{Q_c^2 + D_c^2} \approx 0.2978.P_c \quad \text{II-76}$$

Le condensateur de stockage doit être en mesure de produire une variation d'énergie supérieure ou égale à $0.2978P_c\Delta T$. La variation d'énergie dans le condensateur est donnée par l'expression :

$$W_f - W_i = \frac{1}{2}C_{dc}U_{dc-\max}^2 - \frac{1}{2}C_{dc}U_{dc-\min}^2 \geq 0.29785P_c\Delta T \quad \text{II-77}$$

Avec :

W_i : Énergie initiale dans le condensateur de stockage,

W_f : Énergie finale dans le condensateur de stockage,

ΔT : Période des ondulations : $1/6.f_s = 1/300 = 0.00333$)

En réorganisons l'équation (II-77), on peut déduire l'expression de la capacité C_{dc} :

$$C_{dc} \geq \frac{2(0.29785P_c \Delta T)}{(U_{dc-\max}^2 - U_{dc-\min}^2)} \quad \text{II-78}$$

Fixons l'ondulation de tension $\Delta U_{dc} = 2\%$, on aura pour $U_{dc-\max}$ et $U_{dc-\min}$ les expressions suivantes :

$$U_{dc-\max} = U_{dc} + \frac{\Delta U_{dc}}{2} \quad \text{II-79}$$

$$U_{dc-\min} = U_{dc} - \frac{\Delta U_{dc}}{2} \quad \text{II-80}$$

La puissance de la charge non-linéaire P_c est de 5.45 kVA, $U_{dc-\text{ref}} = 700\text{V}$, nous avons :

$$C_{dc} \geq \frac{2(0.29785.P_c)}{300(U_{dc-\max}^2 - U_{dc-\min}^2)} \geq 100\mu F \quad \text{II-81}$$

II.5.4 Régulation de la tension continue

La tension moyenne U_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les principales causes susceptibles de la modifier sont :

- les pertes statique et dynamique dans les interrupteurs de puissance du convertisseur,
- les pertes dans les inductances de découplage L_f ,
- La variation des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

En négligeant les pertes de commutation dans le convertisseur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la fonction de transfert du système est donnée par :

$$G(s) = \frac{1}{C_{dc}s} \quad \text{II-82}$$

A partir de la relation (II-82), et en prenant en compte le régulateur intégral proportionnel ($K_p + K_i/s$), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la Fig. II-16. Le choix des paramètres K_p et K_i aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

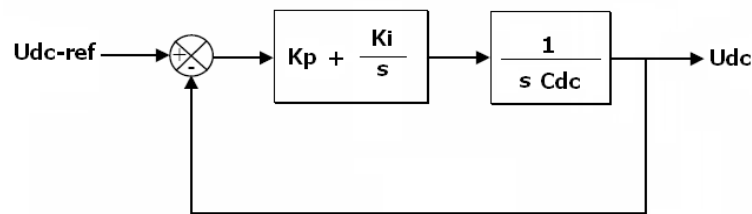


Fig. II-16 Boucle de régulation de la tension continue

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{sC_{dc}} \quad \text{II-83}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de régulation de la tension continue U_{dc} est donnée par :

$$G_{BF}(s) = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_i} s\right) \frac{K_i}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{K_p}{C_{dc}} s + \frac{K_i}{C_{dc}}} \quad \text{II-84}$$

En comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre donnée par :

$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_i} s\right) \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{II-85}$$

Après identification on trouve:

$$K_i = \omega_n^2 C_{dc} \quad , \quad K_p = 2\xi \sqrt{K_i C_{dc}} \quad \text{II-86}$$

Afin d'obtenir un amortissement suffisant, une valeur de ζ comprise entre 0,5 et 0,707 doit être choisie afin de réaliser un bon compromis entre performances dynamique et statique.

II.6 Filtre Actif Parallèle à structure Tension à trois-niveaux (NPC)

Le schéma de principe d'un FAP à base d'un convertisseur de tension trios-niveaux (NPC) est donné par la Fig. II-17, il est composé de douze interrupteurs, chaque interrupteur est associé à une diode de roue libre avec six diodes de puissance permettant la connexion de la sortie des phases à la tension moyenne. La tension de blocage de chaque interrupteur est 1/4 de la tension continue DC. Chaque bras du convertisseur peut être clampé aux terminaux continus P, N et Q et produire trois états de commutation. Lorsque les deux interrupteurs supérieurs T1, T2 sont en position ON, la sortie de cette phase est connecté au terminal P de la tension DC. Quand les deux interrupteurs de milieu T2, T3 sont en position ON, la tension de sortie de la phase est connecté au point milieu N.

D'une manière similaire lorsque les deux interrupteurs inférieurs T3, T4 sont en position ON, la sortie de cette est connectée au terminal Q. Cette configuration est capable de délivrer trois différentes valeurs de la tension de sortie par chaque phase du convertisseur. Les deux interrupteurs de chaque phase du convertisseur NPC sont fermés, tandis que les deux autres sont ouvertes à chaque instant du temps [BEL04], [YIN08], [CHE11-1], [CHE11-2], [CHE11-3].

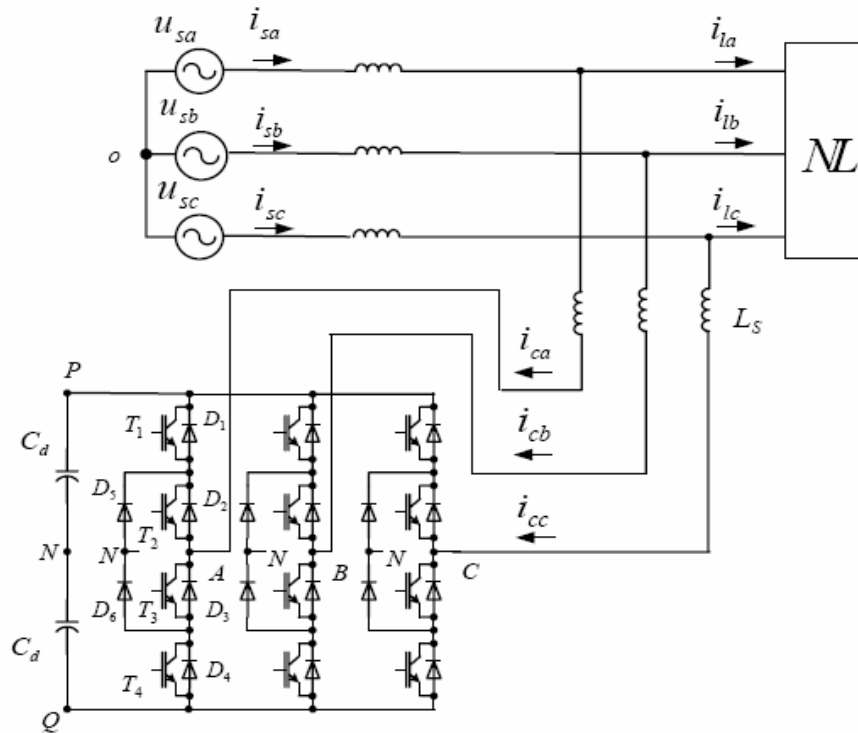


Fig. II-17 Schéma de principe d'un FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

II.6.1 Modèle mathématique du FAP-Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Nous admettons que les pertes de commutation des interrupteurs et des circuits de protection sont négligeables et que toutes les pertes du filtre sont incluses dans la résistance R_s . En se basant sur le concept de la fonction de commutation, le schéma équivalent du convertisseur trois-niveaux est donné par la Fig. II-18.

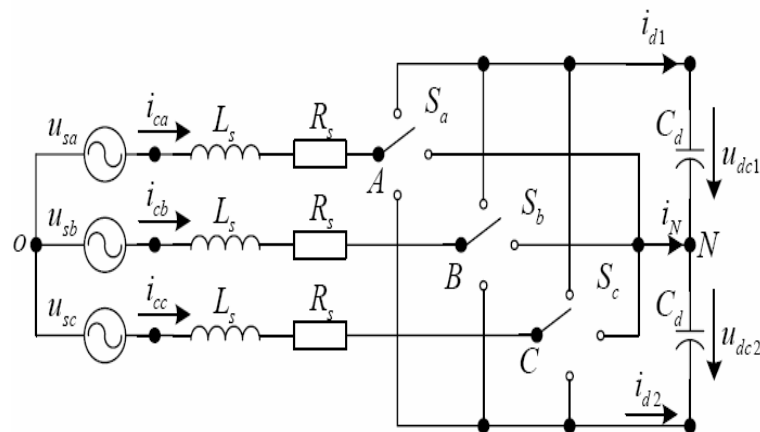


Fig. II-18 Circuit équivalent d'un FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux

Nous supposons que les tensions triphasées de la source sont équilibrées et symétriques. La fonction de commutation de la phase A est définie par S_a pour les interrupteurs T_{1a} - T_{4a} [YIN08], [LEI05]:

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_{1a}, T_{2a} \text{ ON et } T_{3a}, T_{4a} \text{ OFF} \\ 0 & T_{2a}, T_{3a} \text{ ON et } T_{1a}, T_{4a} \text{ OFF} \\ -1 & T_{3a}, T_{4a} \text{ ON et } T_{1a}, T_{2a} \text{ OFF} \end{cases} \quad \text{II-87}$$

Les états de commutation sont codés par -1, 0 et 1 identifiant les trois niveaux de tension pour chaque phase du convertisseur. Afin d'élaborer le modèle mathématique du FAP, S_a est décomposé comme suit :

$$\begin{cases} S_{1a} = 1, & S_{2a} = 0, & S_{3a} = 0 & S_a = 1 \\ S_{1a} = 0, & S_{2a} = 0, & S_{3a} = 1, \text{ lorsque} & S_a = 0 \\ S_{1a} = 0, & S_{2a} = 1, & S_{3a} = 0 & S_a = -1 \end{cases} \quad \text{II-88}$$

Les états de commutation de la phase « S_a » sont données par le Tableau II-4, [LEI05].

U_{a0}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_a
$+U_{dc}/2$	1	1	0	0	1
0	0	1	1	0	0
$-U_{dc}/2$	0	0	1	1	-1

Tableau II-4 Etats de commutation de la phase A

En utilisant la même procédure, on peut décomposer aussi S_b et S_c . Ainsi le modèle mathématique du convertisseur trois-niveaux dans les coordonnées statoriques est élaboré :

$$Z \dot{X} = A \cdot X + B \cdot e \quad \text{II-89}$$

$$Z = \text{diag} [L_s \quad L_s \quad L_s \quad C_{dc} \quad C_{dc}] \quad \text{II-90}$$

$$X = [i_{ca} \quad i_{cb} \quad i_{cc} \quad U_{dc1} \quad U_{dc2}]^T \quad \text{II-91}$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & -S_{1a} + \frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3} & S_{2a} - \frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3} \\ 0 & -R_s & 0 & -S_{1b} + \frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3} & S_{2b} - \frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3} \\ 0 & 0 & -R_s & -S_{1c} + \frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3} & S_{2c} + \frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3} \\ S_{1a} & S_{1b} & S_{1c} & 0 & 0 \\ -S_{2a} & -S_{2b} & -S_{2c} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II-92}$$

$$Z = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0] \quad \text{II-93}$$

$$e = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc} \ 0 \ 0]^T \quad \text{II-94}$$

II.6.3 Contrôleur à hystérésis du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le principe de commande d'un convertisseur de tension-trois niveaux (NPC) en utilisant un contrôleur de courant conventionnel à hystérésis est représenté par la Fig. II-19. Son fonctionnement peut être décrit comme suit [BOR03], [BOR06-3], [CHE11-6], [CHE11-1] :

Le système de tension triphasé source sont donnés par:

$$V_{sa} = V \cdot \sin(\omega t), \quad V_{sb} = V \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad V_{sc} = V \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad \text{II-95}$$

Avec V est l'amplitude de la tension pour les trois phases (a, b et c), le contrôleur de courant à hystérésis à pour objet la poursuite des trois courants de référence. La relation entre l'entrée et la sortie du comparateur à hystérésis est donné par l'expression suivante :

$$hys(\Delta i_{cx}) = \begin{cases} 1, & \text{if } \Delta i_{cx} > h \\ 0, & \text{if } \Delta i_{cx} < -h \end{cases}, \Delta i_{cx} = i_{cx}^* - i_{cx}; x = a, b, c \quad \text{II-96}$$

Trois états de commutation valide pour chaque phase sont utilisés pour la génération trios différentes tensions coté alternative du convertisseur. Un haut niveau de tension et un bas niveau de tension sont présents dans les tensions positive et négative de phase. Pour la première demi phase, nous avons deux niveaux de tension 0 et $U_{dc}/2$ qui peuvent être générés dans les tensions U_{ao} , U_{bo} , et U_{co} . Dans la seconde demi-phase, les niveaux de tension $-U_{dc}/2$ and 0 sont générés dans le coté alternatif du convertisseur. En se basant sur cette description, les signaux de commande des interrupteurs sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} T_{a1} &= \text{sign}(V_{sa})[1 - hys(\Delta i_{ca})] & T_{a2} &= [1 - \text{sign}(V_{sa})]hys(\Delta i_{ca}) \\ S_a &= \text{sign}(V_{sa}).hys(\Delta i_{ca}) + [1 - \text{sig}(V_{sa})].[1 - hys(\Delta i_{ca})] \\ T_{b1} &= \text{sign}(V_{sb})[1 - hys(\Delta i_{cb})] & T_{a2} &= [1 - \text{sign}(V_{sb})]hys(\Delta i_{cb}) \\ S_b &= \text{sign}(V_{sb}).hys(\Delta i_{cb}) + [1 - \text{sig}(V_{sb})].[1 - hys(\Delta i_{cb})] \\ T_{c1} &= \text{sign}(V_{sc})[1 - hys(\Delta i_{cc})] & T_{c2} &= [1 - \text{sign}(V_{sc})]hys(\Delta i_{cc}) \\ S_c &= \text{sign}(V_{sc}).hys(\Delta i_{cc}) + [1 - \text{sig}(V_{sc})].[1 - hys(\Delta i_{cc})] \end{aligned} \quad \text{II-97}$$

Avec $\text{sign}(V_{sx}) = 1$ si $V_{sx} > 0$; ou 0 si $V_{sx} < 0$ et $x = a, b, c$.

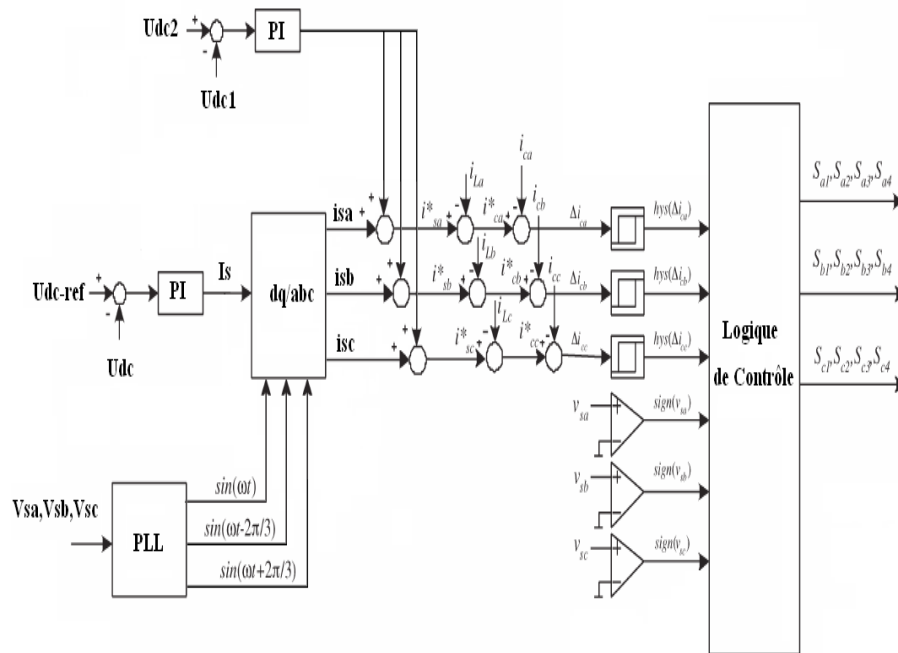


Fig. II-19 Contrôleur à hystérésis d'un FAP à base d'un convertisseur trois-niveaux (NPC)

II.6.3 Contrôleur logique du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le contrôleur logique pour convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) proposé pour remplacer le contrôleur conventionnelle à hystérésis est représenté dans la Fig. II-20, [CHE11-1], [CHE11-2], [CHE12-1], [CHE12-2]. La différence entre le courant injecté et le courant de référence détermine la tension de référence « e », cette dernière est comparée à deux ondes triangulaire identiques décalé l'une par rapport à l'autre par une demi-période génèrent les impulsions de commande à appliquer aux différents interrupteurs du convertisseur. La logique du contrôle peut être résumée dans les deux étapes suivantes:

Détermination des signaux intermédiaires V_{i1} et V_{i2} :

- Si erreur $E_c \geq \text{Dent de Scie 1}$ Alors $V_{i1} = 1$
- If erreur $E_c < \text{Dent de Scie 1}$ Alors $V_{i1} = 0$
- If erreur $E_c \geq \text{Dent de Scie 2}$ Alors $V_{i2} = 0$
- If erreur $E_c < \text{Dent de Scie 2}$ Alors $V_{i2} = -1$

Où V_{i1} et V_{i2} sont les tensions intermédiaires, E_c est la différence entre les courants injectés et de référence et $DC1$ et $DC2$ sont deux signaux en dent de scie décalé l'une par rapport à l'autre d'une demi-période est de fréquence 10 kHz.

Détermination des signaux de commande T_{ij} du convertisseur avec ($i = 1,2,3$ & $j = 1,2,3,4$):

- Si $(V_{i1} + V_{i2}) = 1$ Alors $T_{i1} = 1, T_{i2} = 1, T_{i3} = 0, T_{i4} = 0,$
- Si $(V_{i1} + V_{i2}) = 0$ Alors $T_{i1} = 0, T_{i2} = 1, T_{i3} = 1, T_{i4} = 0,$
- Si $(V_{i1} + V_{i2}) = -1$ Alors $T_{i1} = 0, T_{i2} = 0, T_{i3} = 1, T_{i4} = 1.$

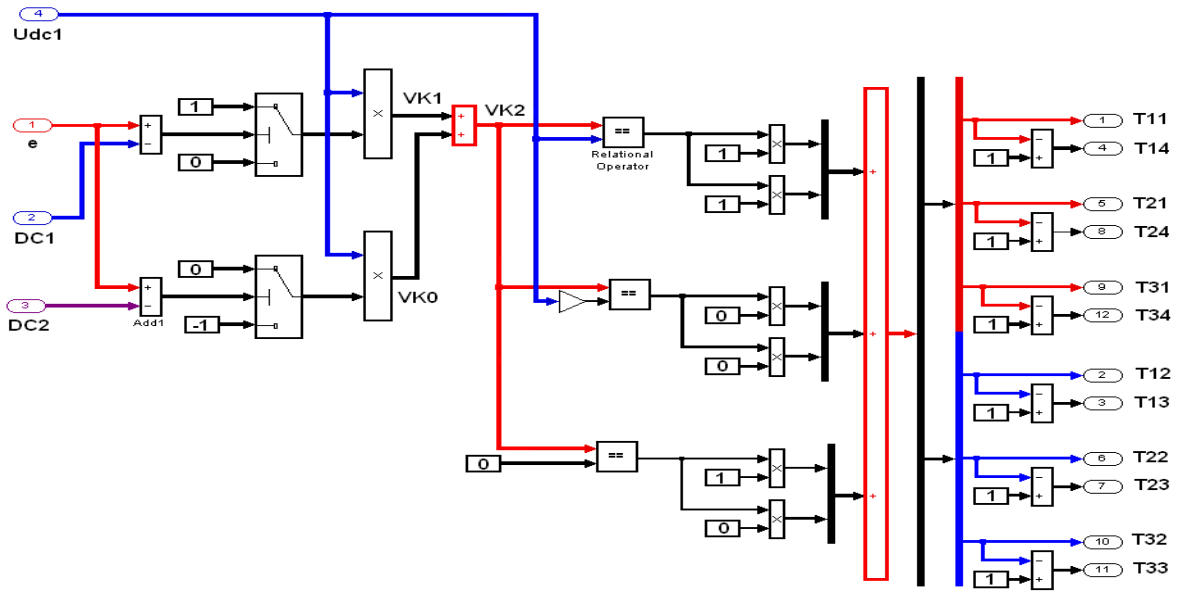


Fig. II-20 Contrôleur logique du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

II.6.4 Régulation de la tension continue et balancement de la tension du point neutre

Afin de compenser les pertes par commutation du convertisseur trois-niveaux (NPC) et réguler la tension continue U_{dc} , un contrôleur proportionnel intégral de tension est utilisé dans la boucle externe pour déterminer le courant $I_{c,loss}$. La boucle de régulation consiste en la comparaison de la tension mesurée ($U_{dc1} + U_{dc2}$) avec la tension de référence U_{dc-ref} [YIN08]:

$$I_{c,los} = K_p \cdot \Delta U_{dc} + K_i \int \Delta U_{dc} dt \tag{II-98}$$

Avec K_p et K_i sont les gains proportionnelle et intégral du régulateur PI et ΔU_{dc} est l'erreur de la tension DC. La fonction de transfert globale en boucle fermé permettant la régulation de la tension est donnée par [BOR06-2]:

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc-ref}} = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s})(\frac{K_1}{K_2s + 1})}{1 + K(K_p + \frac{K_i}{s})(\frac{K_1}{K_2s + 1})} = \frac{as + b}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \tag{II-99}$$

Avec $K_1/(K_2s + 1)$ est la fonction de transfert simplifiée du convertisseur, K est le gain de la boucle de régulation de retour, ξ et ω_n sont respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation propre. A partir de (II-99) on peut déduire :

$$K_p = (2\xi\omega_n K_2 - 1) / K_1 K \tag{II-100}$$

$$K_i = \omega_n^2 K_2 / K_1 K \tag{II-101}$$

La compensation de la tension du point neutre est nécessaire dans les convertisseurs multi-niveaux pour éviter une onde de tension AC déséquilibrée sur les bornes de sortie [BOR06-1], [BOR06-2].

Pour compenser la tension du point neutre un régulateur proportionnel K_{npc} est adopté dans la boucle de contrôle interne. Si la tension moyenne aux bornes du condensateur C1 est supérieure à la tension moyenne aux bornes du condensateur C2, un petit terme négatif du courant DC est ajouté au courant ligne actuel de sorte que dans la prochaine période la tension chargée dans le condensateur C1 est inférieure à la tension chargée dans le condensateur C2. Si la tension moyenne U_{dc1} est inférieure à la tension U_{dc2} , un petit terme du courant continu positif est ajouté au courant ligne actuel afin d'augmenter la tension du condensateur U_{dc1} dans la prochaine période. Par conséquent, le courant additionnel compensateur permettant le balancement de la tension du point neutre est donné par:

$$i_{npc} = LPF(U_{dc2} - U_{dc1}).K_{npc} \quad \text{II-102}$$

K_{npc} est un petit gain du compensateur de la tension du point neutre.

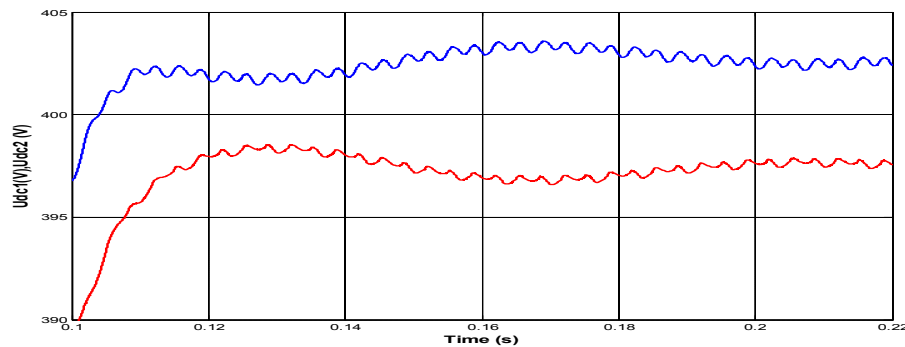


Fig. II-21 Tension continue U_{dc1} , U_{dc2} aux bornes des condensateurs C1, C2

II.7 Simulation du fonctionnement d'un filtre actif parallèle-charge non linéaire

Dans cette partie, on se propose de présenter les résultats de simulation du FAP pour les deux topologies de convertisseurs étudiés : le convertisseur de tension à deux et trois-niveaux (NPC) basé sur les deux méthodes d'identification des courants de référence : Synchronous Reference Frame Detection Method et Synchronous Current Detection Method en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem. Pour ces simulations, la charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé modélisé par une f.é.m. sinusoïdale en série avec une inductance L_s et une résistance R_s caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau. Le redresseur débite dans une charge R_{ch}, L_{ch} . L'inductance L_c et la résistance R_c à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en œuvre pour limiter les variations de courant. Les valeurs de ces grandeurs sont rassemblées dans le Tableau II-5.

V_s (V)	F_s (Hz)	R_s (m Ω)	L_s (mH)	R_c (m Ω)	L_c (mH)	R_{ch} (m Ω)	L_{ch} (mH)
220 V	50 Hz	0.1m Ω	0.2 mH	0.27 m Ω	0.8 mH	48.6 m Ω	40 mH

Tableau II-5

Les Figures II-22 et II-23 représentent respectivement le courant de source $i_{sa}(A)$ et le spectre harmonique correspondant avant l'opération de compensation.

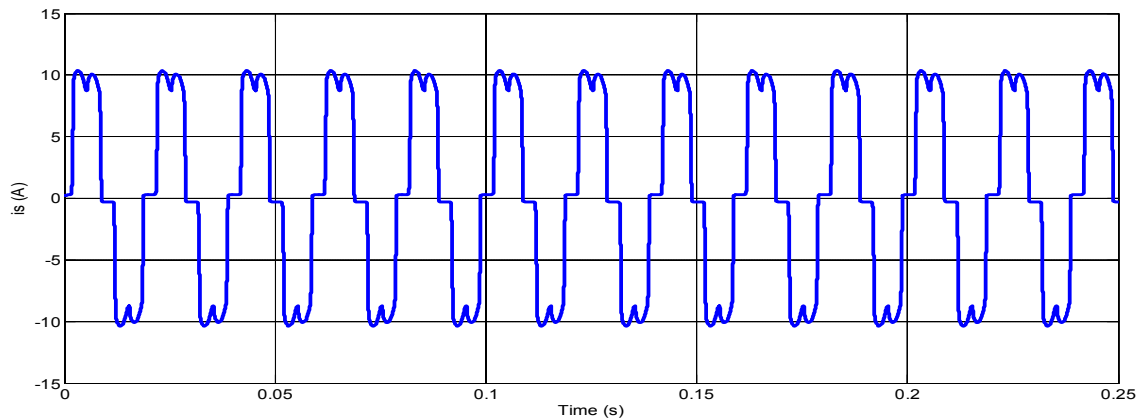


Fig. II-22 Courant source sans compensation $i_{sa}(A)$

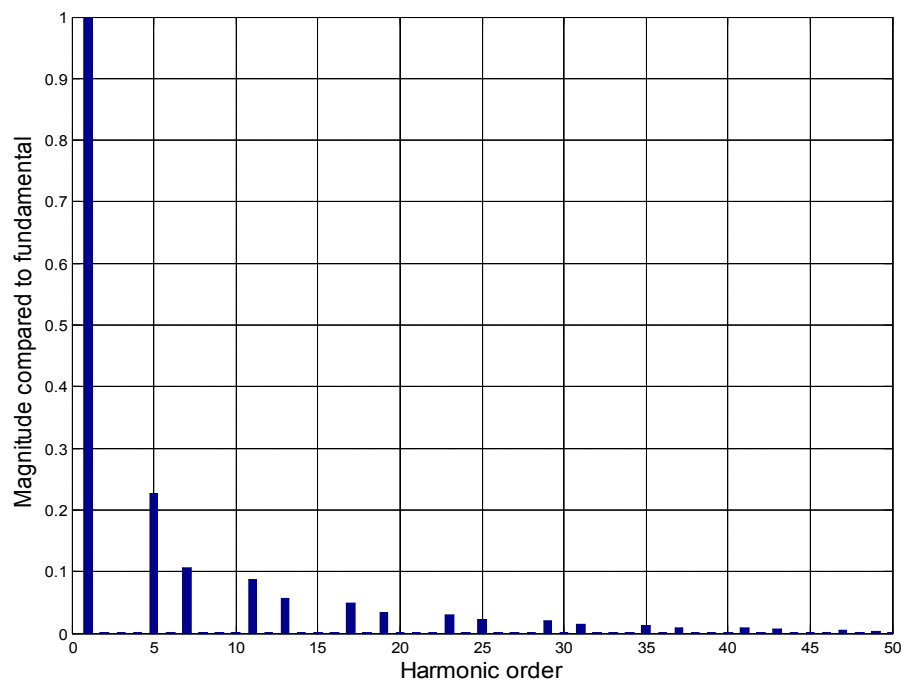


Fig. II-23 Spectre harmonique du courant source $i_{sa}(A)$ sans compensation THD=28.16%

On constate une distorsion symétrique du courant $i_{sa}(A)$ par rapport au point de demi période, ce qui signifie que les harmoniques multiples de 2 et 3 sont inexistantes dans le spectre de $i_{sa}(A)$ et que seuls ceux de rang $(6h \pm 1)$ sont présents; ceci est confirmé par le spectre de $i_{sa}(A)$ donné par la Fig. II-22 représentant les 25 premiers harmoniques les plus significatifs (5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 et 25) avec un THDi de 28.16 % (les harmoniques au delà du rang 25 sont moins significatifs).

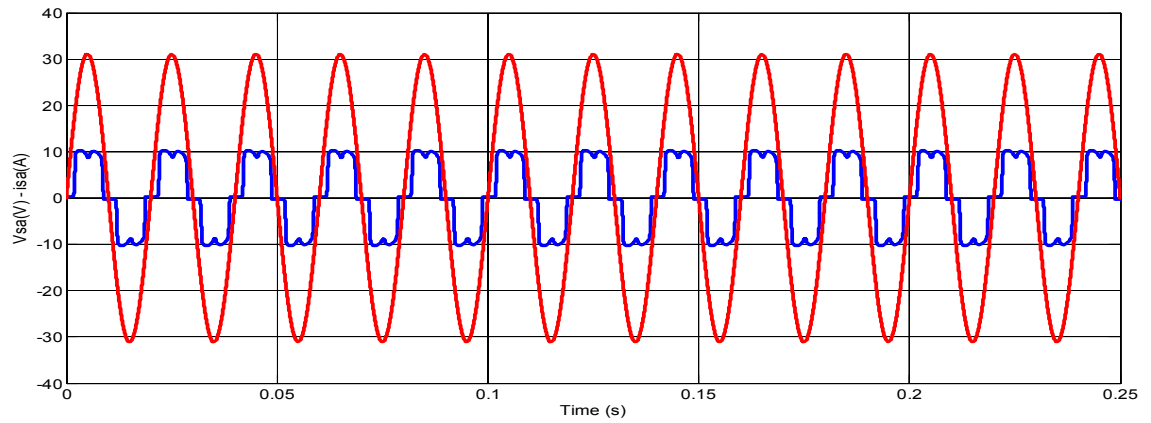


Fig. II-24 Tension et courant source V_{sa} (V), i_{sa} (A) avant compensation ($V_{sa}(V)=0.1 v_{sa}(V)$)

La Fig. II-24 montre que le courant n'est pas en phase avec la tension source correspondante ce qui signifie un mauvais facteur de puissance, le retard entre le courant et la tension source est d'environ 2 ms, donc $\varphi = 36^\circ$, soit un $\cos(\varphi) = 0.8$, un mauvais $\cos(\varphi)$ correspond à une surconsommation de la puissance réactive.

II.7.1 Filtre actif parallèle à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

II.7.1.1 Commande d'un FAP en utilisant la stratégie SRF à base d'un contrôleur à hystérésis

Le schéma bloc du FAP branché en parallèle à un réseau d'alimentation triphasé trois fils alimentant une charge non linéaire composée d'un pont complet à diodes et d'une charge R_{ch}, L_{ch} est donné par la Fig. II-25.

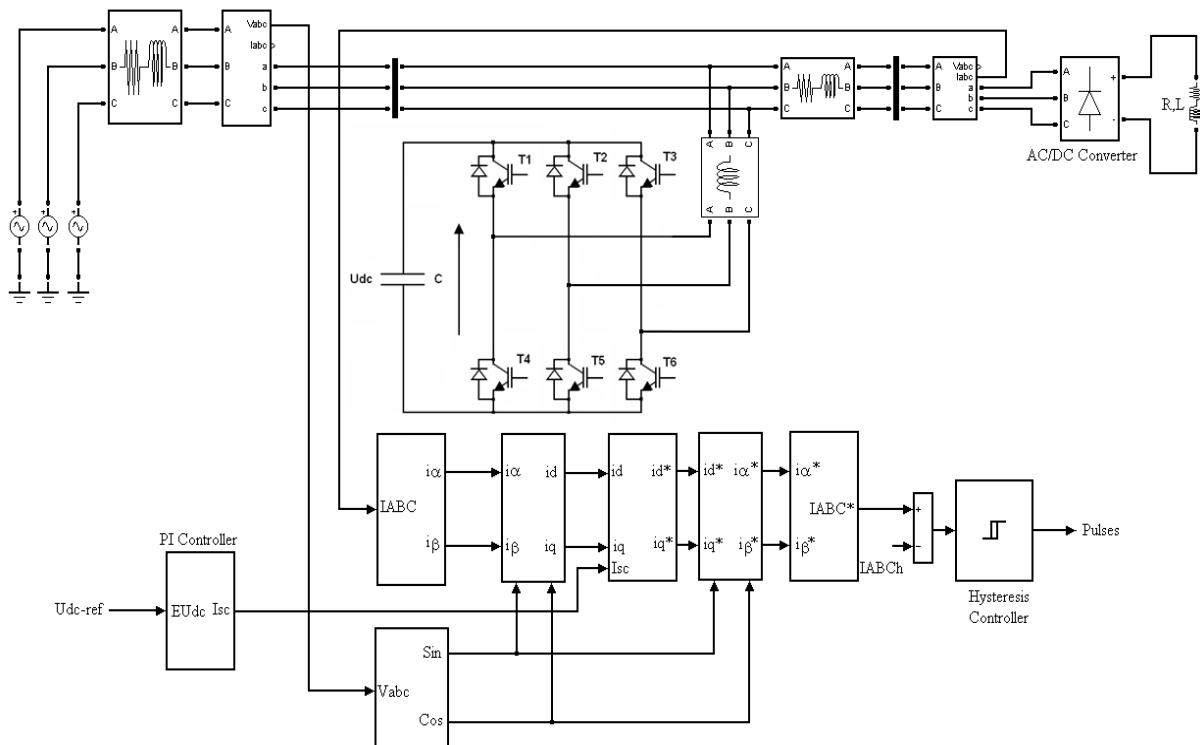
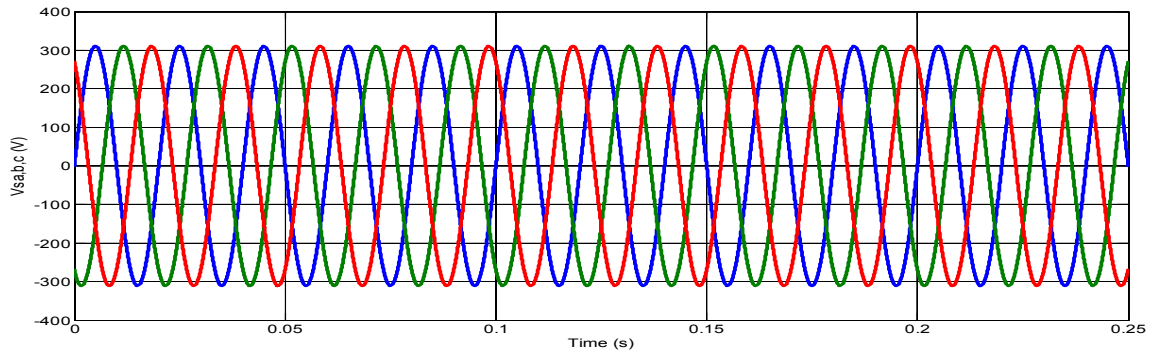


Fig. II-25 Schéma bloc du FAP-SRF-Contrôleur à hystérésis

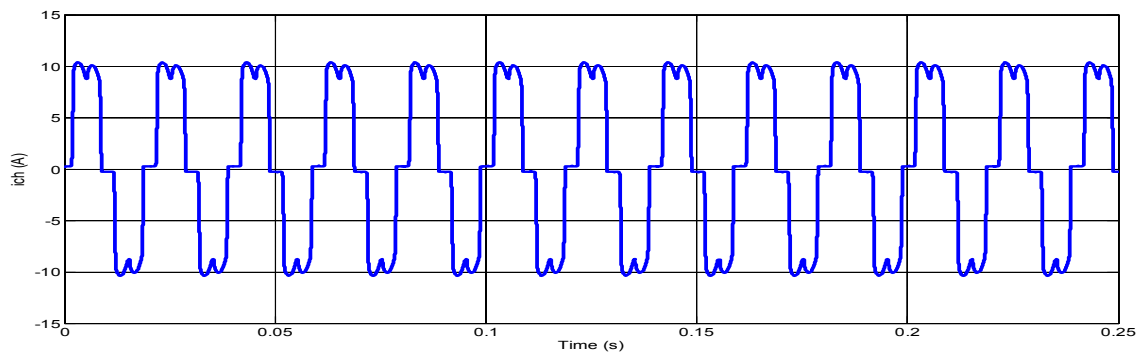
Les paramètres du système lors de la simulation sont fixés comme suit :

- Bande d'hystérésis $\Delta i = 0.01$ A,
- Tension continue de référence $U_{dc-ref} = 700$ V.

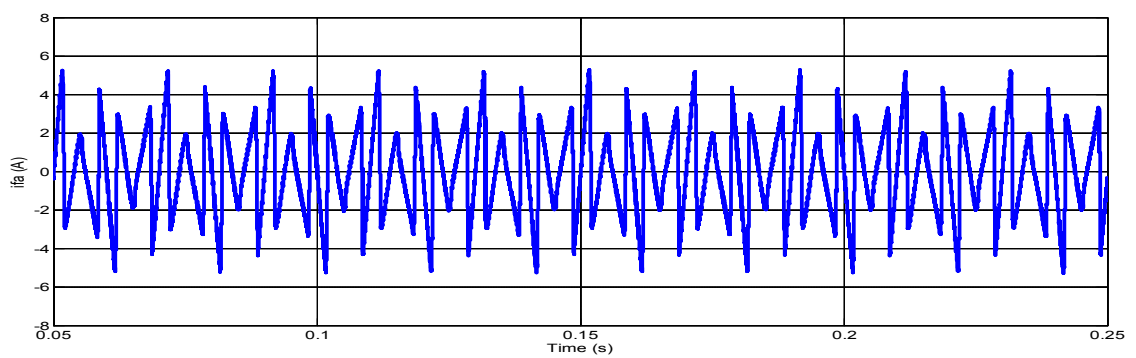
II.7.1.1.1 Comportement du FAP en régime permanent



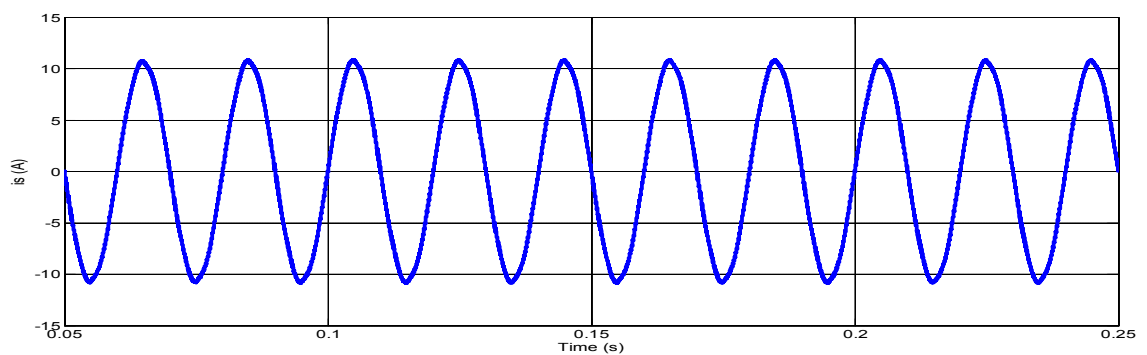
(a) Tensions source triphasé $v_{s,a,b,c}$ (V)



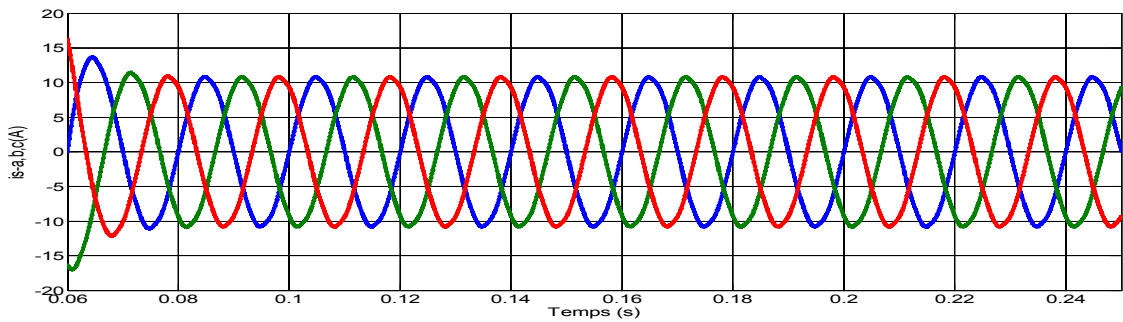
(b) Courant de charge $i_{ch,a}$ (A)



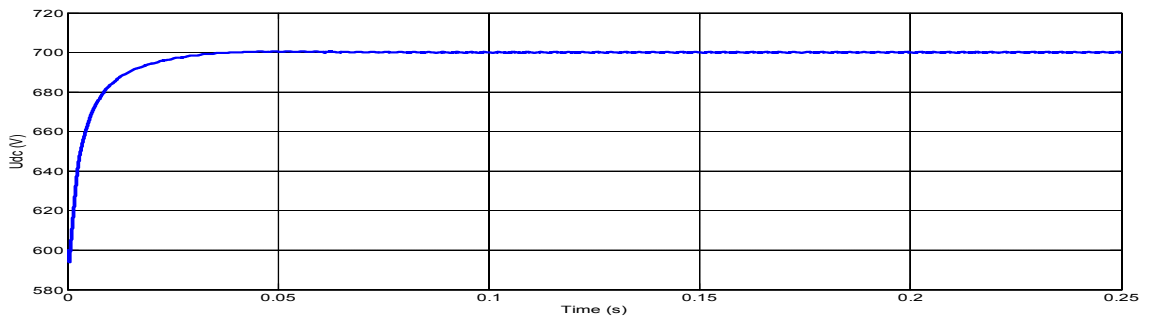
(c) Courant fournit par le filtre i_{fa} (A)



(d) Courant de source i_{sa} (A)



(e) Courants source triphasé isa,b,c(A)



(f) Tension du bus continu Udc(V)

Fig. II-26 Tensions source triphasé $v_{sa,b,c}(V)$, Courant de charge $i_{ca}(A)$, courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$, courant de source $i_{sa}(A)$ et tension du bus continu $U_{dc}(V)$ après compensation

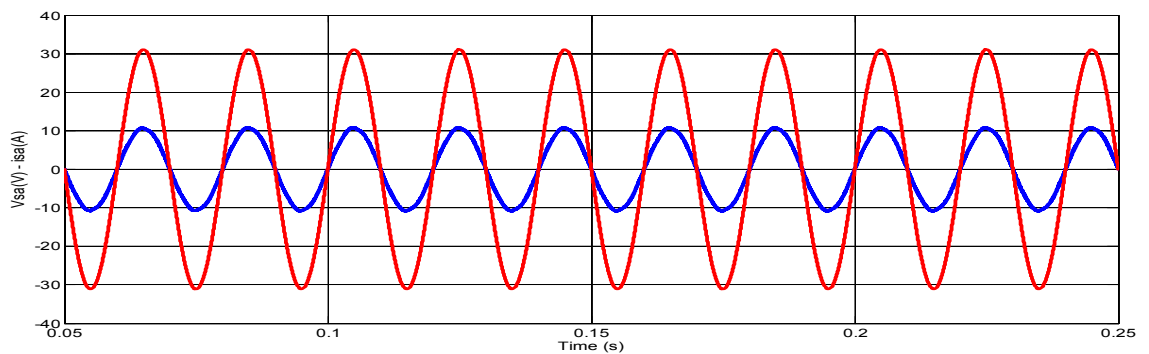


Fig. II-27 Tension et courant source $V_{sa}(V)$, $i_{sa}(A)$ après compensation ($V_{sa}(V)=0.1 v_{sa}(V)$)

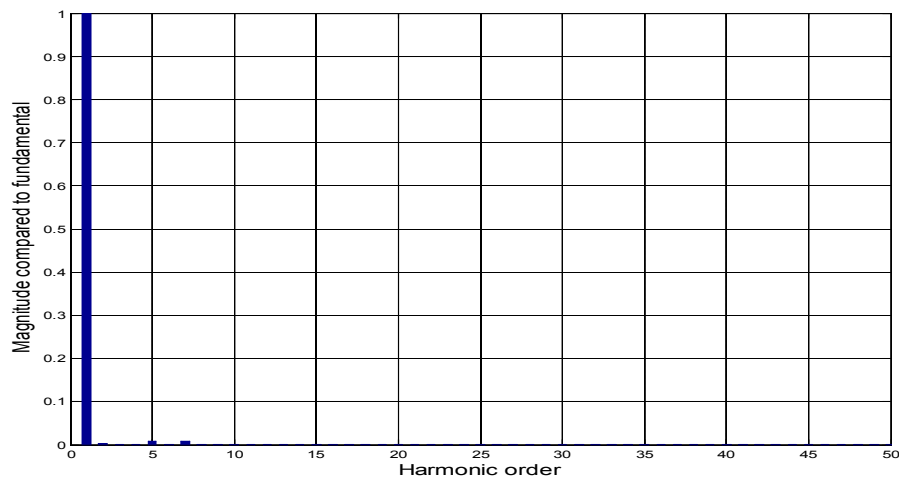


Fig. II-28 Spectre harmonique du courant source $i_{sa}(A)$ avec compensation (THDi= 1.24%)

Après application du filtre actif parallèle, on enregistre une nette amélioration dans l'allure du courant source, comme illustré à la Fig. II-26. Le courant source est dépollué à un niveau assez satisfaisant, ceci est confirmé par le spectre harmonique de la Fig. II-27 avec un THDi de 1.24%. D'autre part on constate que le $\cos(\varphi)$ est nettement amélioré, en effet $i_{sa}(A)$ et $v_{sa}(V)$ sont parfaitement en phase Fig. II-27. Le fait que le courant source après compensation ait une forme sinusoïdale prouve que le filtre actif génère un courant i_{fa} qui suit parfaitement bien sa référence i_{ref-a} , comme le montre la Fig. II-29.

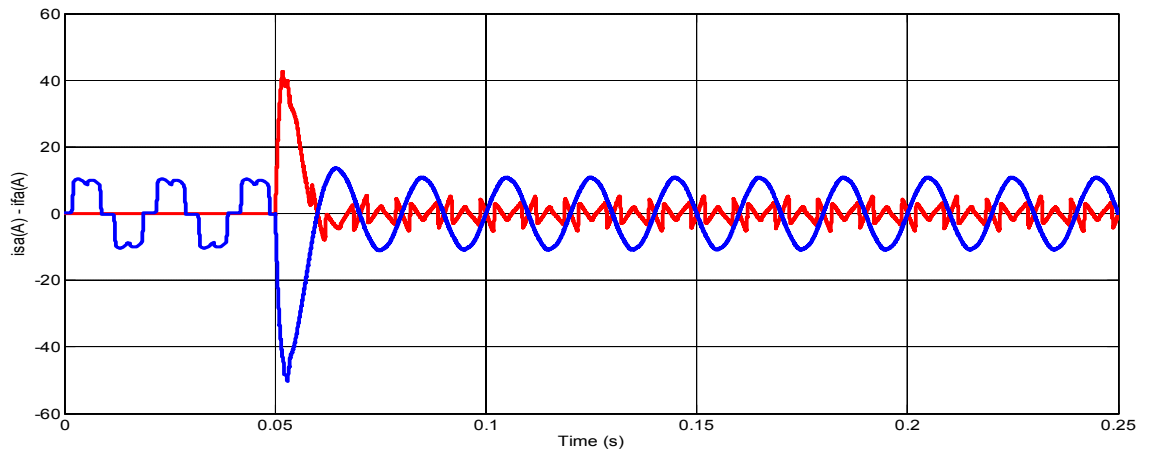
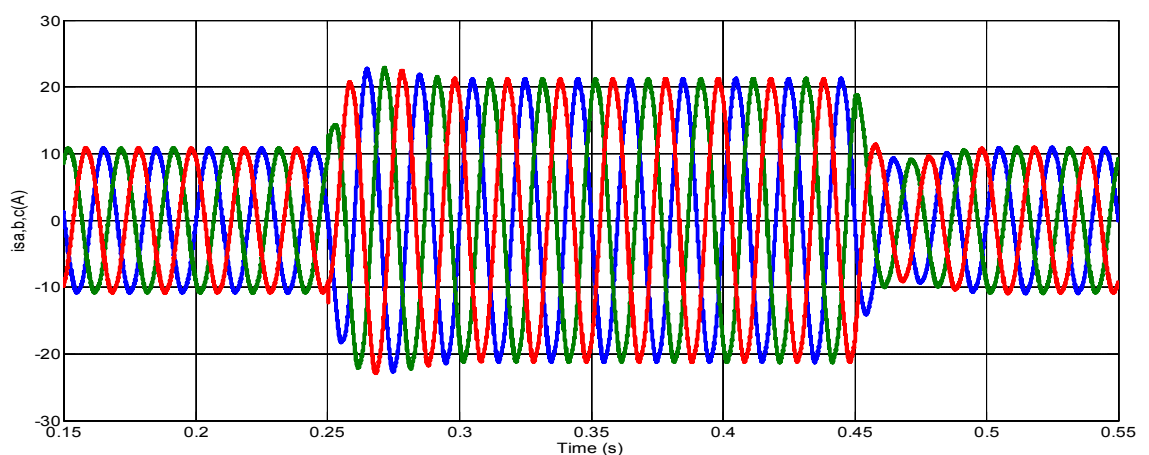


Fig. II-29 Courants injecté du FAP $i_{fa}(A)$ et de source $i_{sa}(A)$ avant et après compensation

II.7.1.1.2 Comportement du FAP en régime dynamique

Afin d'analyser le comportement dynamique et tester la robustesse du FAP utilisant la stratégie du référentiel lié au synchronisme à base d'un contrôleur à hystérésis, une variation brusque dans la charge (100% à 50%) est introduite entre les instants $t_1=0.25$ s et $t_2=0.45$ s. La Fig. II-30 montre respectivement la forme du courant source $i_{sa,b,c}(A)$, du courant $i_{fa}(A)$ injecté par le FAP et de la tension du bus continue $U_{dc}(V)$ après compensation. Le courant source et la tension source correspondante avant et après compensation sont représentées dans la Fig. II-31.



(a) Courants source triphasé $i_{sa,b,c}(A)$ après compensation

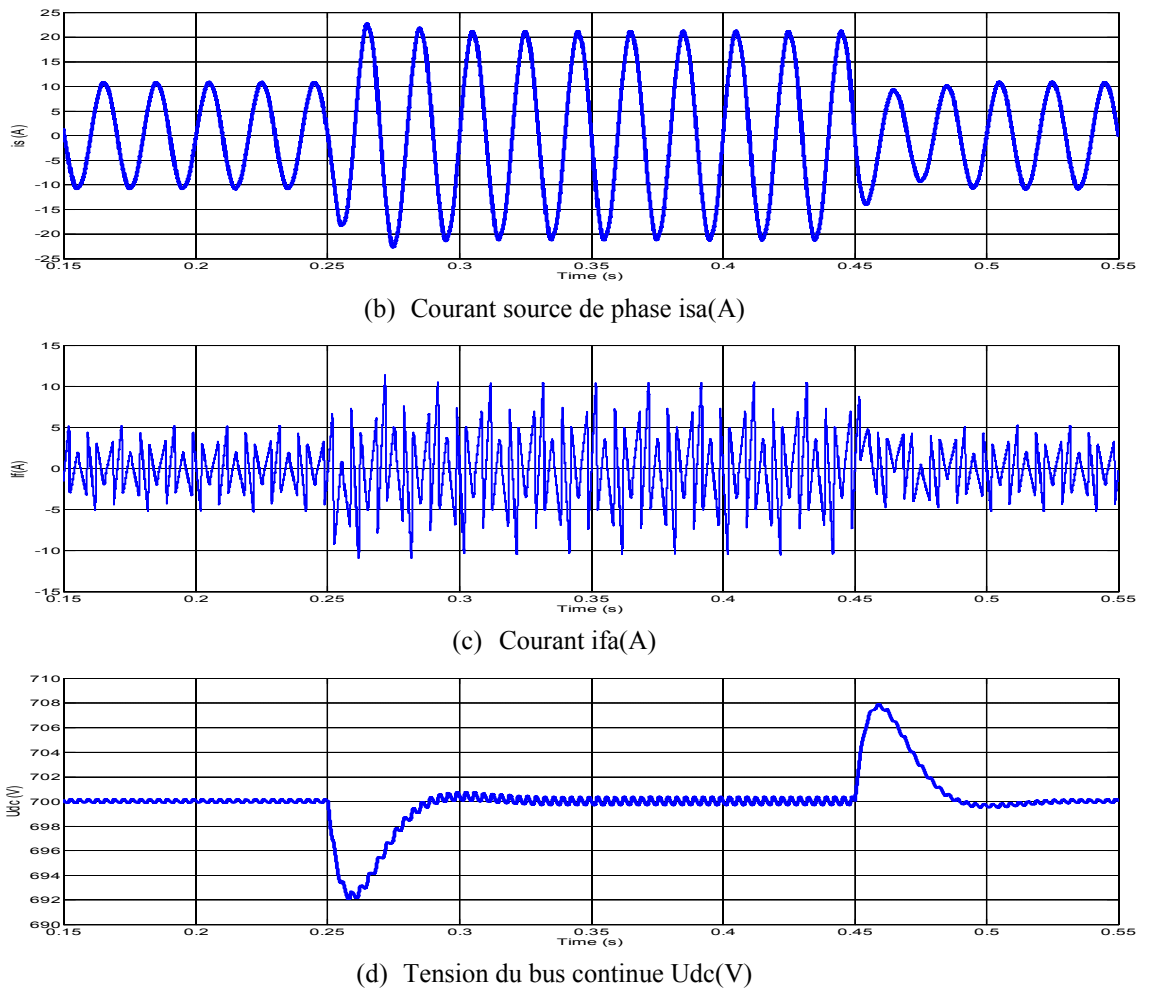


Fig. II-30 Courant de source $i_{s,a,b,c}(A)$, courant fourni par le filtre $i_f(A)$ et tension du bus continu $U_{dc}(V)$

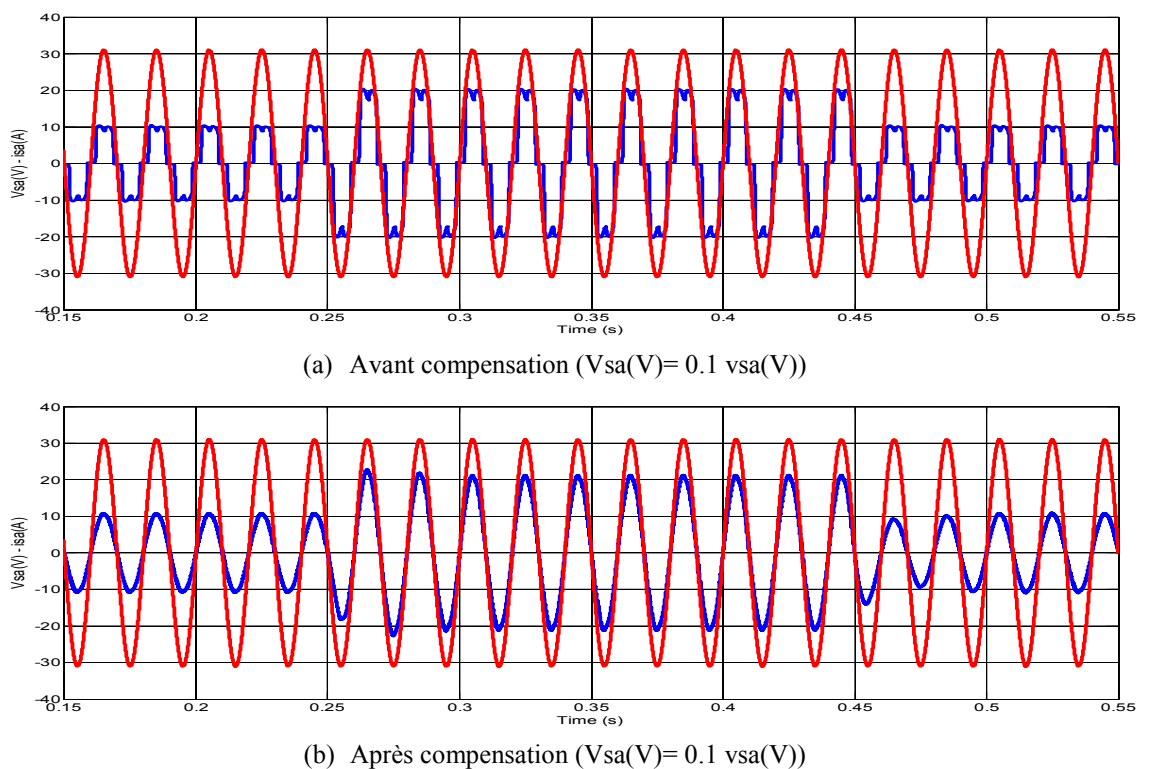


Fig. II-31 Tension et courant source $V_{sa}(V)$, $i_{sa}(A)$ avant et après compensation

Selon les résultats de simulation obtenus, on remarque que le facteur de puissance est presque unitaire, la tension et le courant source sont parfaitement en phase (compensation de la puissance réactive). Le contenu harmonique du courant source est considérablement réduit en utilisant le FAP proposé, ceci se traduit par la diminution du taux harmonique de distorsion THDi de 28.16% à 1.24%, une valeur nettement inférieure à 5% (Norme IEEE standard 519). La stratégie de contrôle adopté permet une parfaite identification des courants de compensation. La réponse du FAP en régime dynamique est satisfaisante en particulier lors de l'introduction d'une perturbation soudaine dans la charge. Le régulateur proportionnel intégral permet de maintenir la tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} constante est égale à sa valeur de référence $U_{dc-ref}=700V$.

II.7. 2 Filtre actif parallèle à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

II.7.2.1 Commande d'un FAP en utilisant la stratégie SCDM à base d'un contrôleur PWM

Le bloc diagramme du FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC), [CHE11-3], [CHE11-5] utilisant un contrôleur logique PWM est donné par la Fig. II-32.

Les paramètres du système lors de la simulation sont fixés comme suit :

- Tension continue de référence $U_{dc-ref}=800V$,
- Fréquence de commutation $f_{sw}=10\text{ kHz}$.

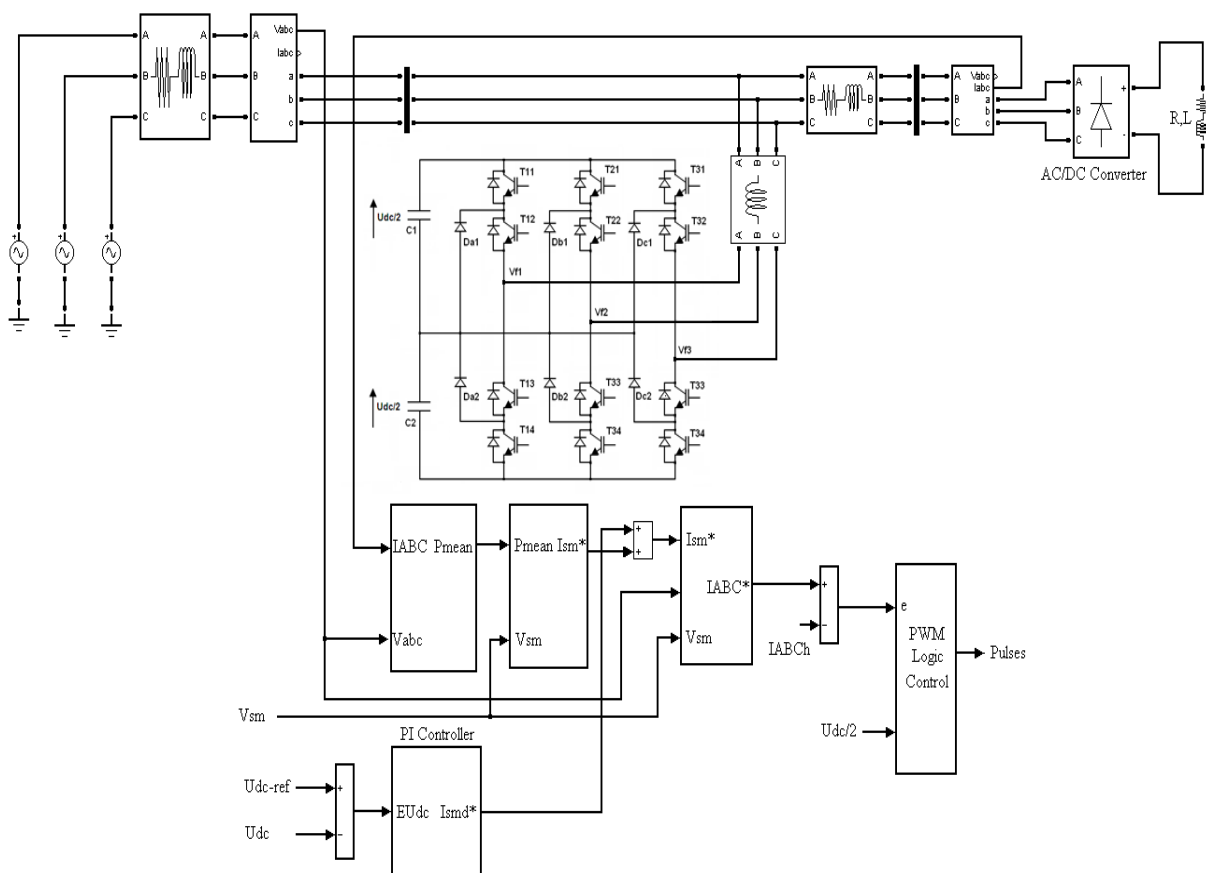
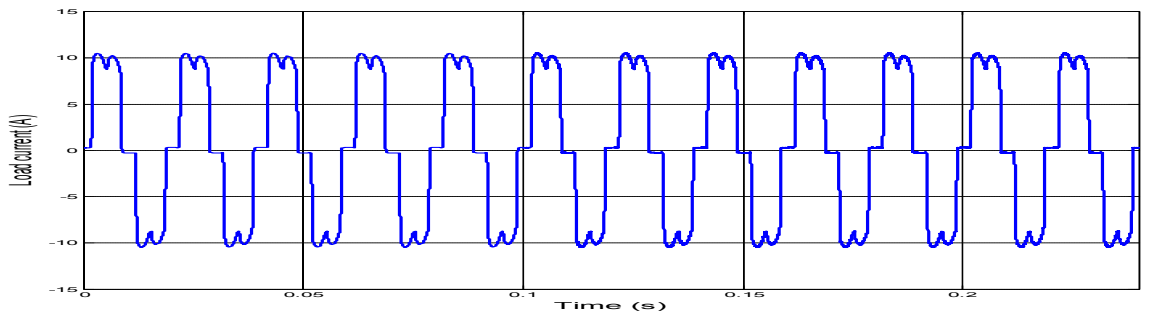
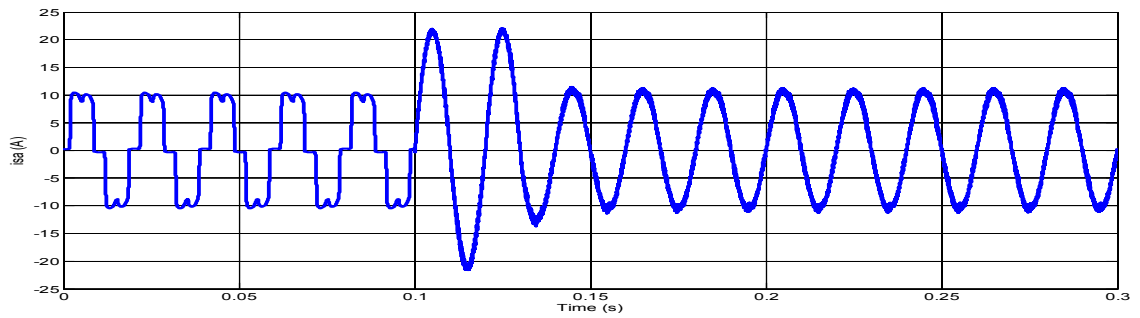


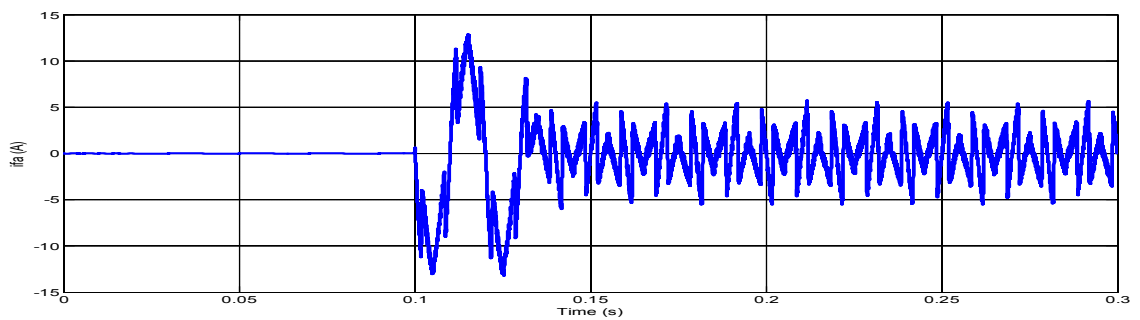
Fig. II-32 Bloc diagramme du FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) utilisant un contrôleur pwm conventionnel



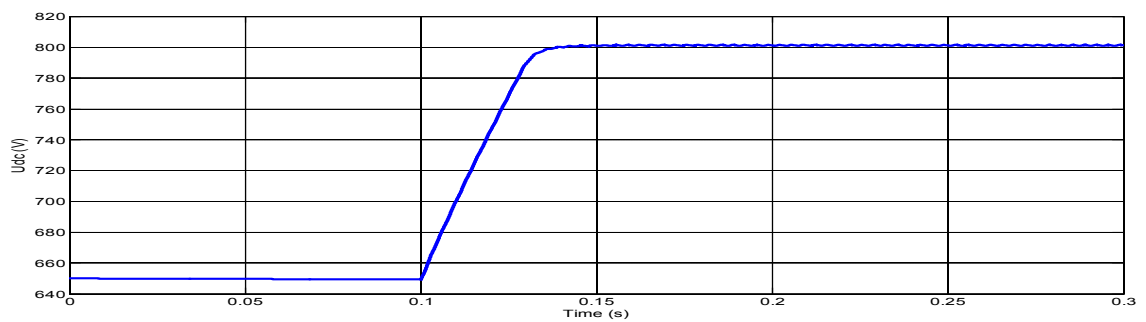
(a) Courant de charge $i_{ch}(A)$



(b) Courant source $i_{sa}(A)$



(c) Courant filtre $i_{fa}(A)$



(d) Tension du bus continue $U_{dc}(V)$

Fig. II-33 Courant de charge $i_{ca}(A)$, courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$, Courant de source $i_{sa}(A)$ et tension du bus continu $U_{dc}(V)$

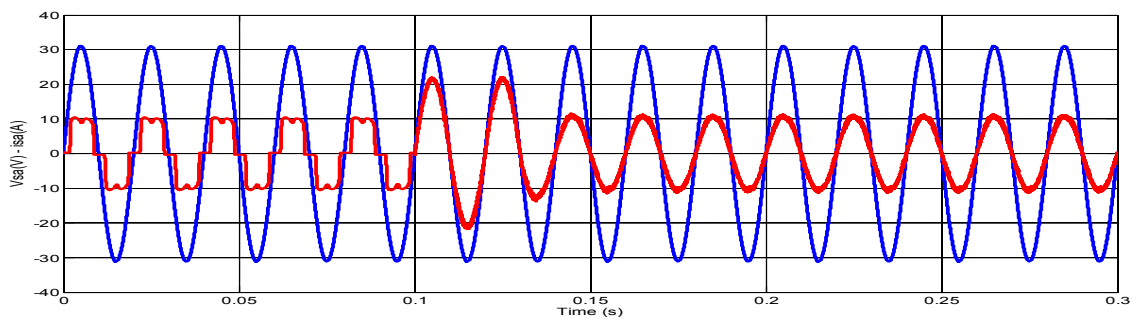


Fig. II-34 Tension et courant source $V_{sa}(V)$, $i_{sa}(A)$ ($V_{sa}(V) = 0.1 \cdot i_{sa}(A)$)

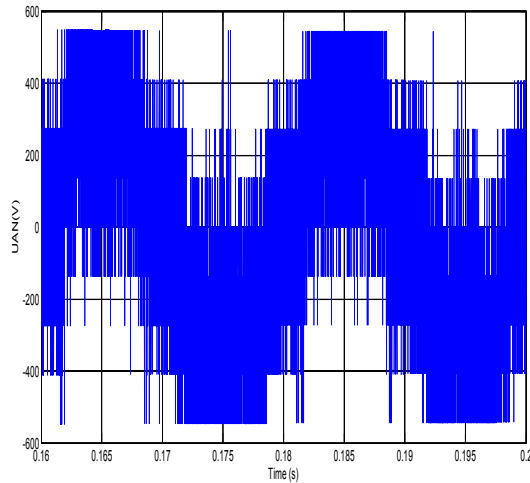


Fig. II-35 Tension de phase $U_{AN}(V)$

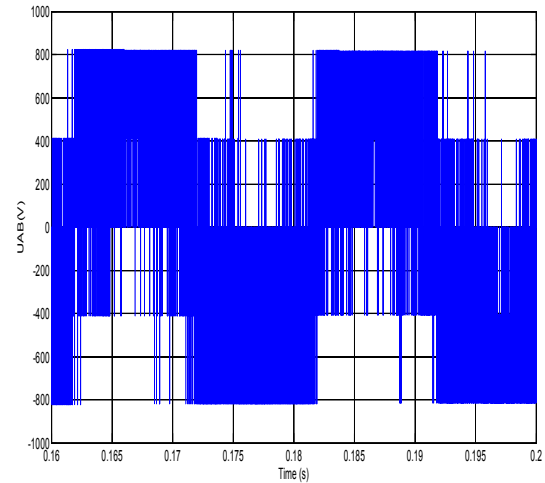


Fig. II-36 Tension entre ligne $U_{AB}(V)$

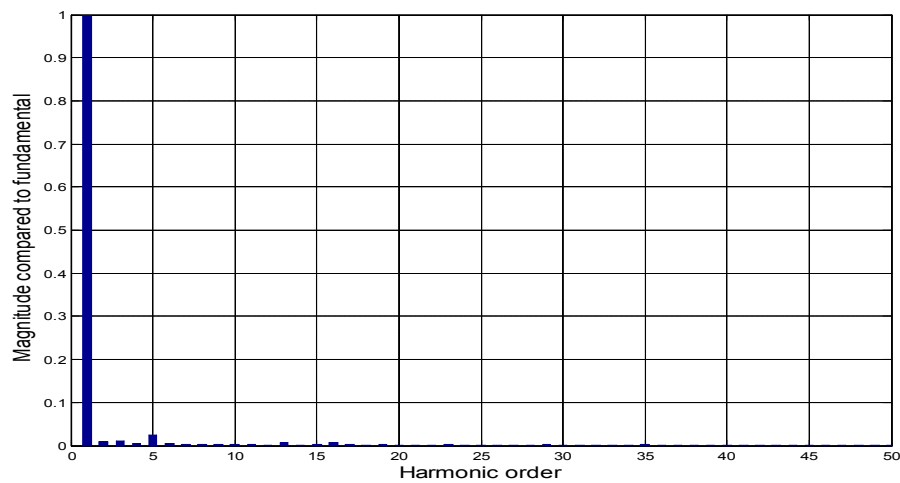


Fig. II-37 Spectre harmonique du courant source $i_{sa}(A)$: $THDi = 4.32\%$

Les figures II-35 et II-36 montrent la tension de phase $U_{AN}(V)$ et la tension entre ligne $U_{AB}(V)$ à la sortie du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) lorsque ce dernier est connecté à la charge non-linéaire. Les trois-niveaux de la tension sont approximativement égales à 266V, 400V et 533V correspondant respectivement à $U_{dc}/3$, $U_{dc}/2$ et $U_{dc}/3$, la tension continue de référence $U_{dc-ref}=800V$. La Fig. II-37 montre le spectre des harmoniques du courant source qui descend dans ce cas à une valeur de 4.32% (une valeur respectant la norme standard IEEE519).

II.8 Applications des techniques de contrôles intelligents à la commande d'un FAP

II.8.1 Cas d'un convertisseur de tension deux niveaux

II.8.1.1 Contrôleur de courant à base de la logique floue

Les signaux de commutation à appliquer au convertisseur de tension deux niveaux sont déterminés en fonction de l'erreur entre le courant de référence et le courant filtre en utilisant un contrôleur à logique floue. Le contrôle par logique floue est l'évaluation d'un ensemble de simples

règles linguistiques pour déterminer l'action de commande. Dans ce cas, le contrôleur à logique floue possède deux entrées, la première nommée « e » qui est l'erreur du courant la seconde est la variation de l'erreur « de » et une seule sortie nommée s. Pour les convertir en variable linguistique, nous avons utilisé trois ensembles flous: N (Négatif), ZE (Zéro) et P (positif). Fig. II-38 montre les fonctions d'appartenance utilisées dans fuzzification [CHE10-3], [CHE11-7], [CHE11-8].

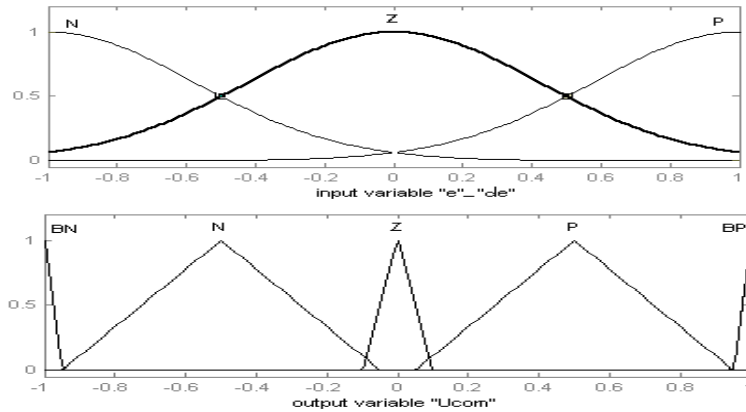


Fig. II-38 Fonction d'appartenance des variables d'entrées et de sortie

Le contrôleur floue pour chaque phase est caractérisé par :

- Trois ensembles flous pour chaque entrée,
- Trois ensembles flous pour la sortie,
- Fonctions d'appartenance triangulaire et trapézoïdale,
- Implication utilisant l'opérateur « min »,
- Mécanisme d'inférence Mamdani basé sur l'implication floue,
- Défuzzification utilisant la méthode « centroid ».

Les règles linguistiques utilisées pour le contrôleur floue propose sont donnés par le Tableau II-6:

de	e	N	Z	P
N		BN	P	BP
Z		BN	Z	BP
P		BN	N	BP

Tableau II-6 Règles floues

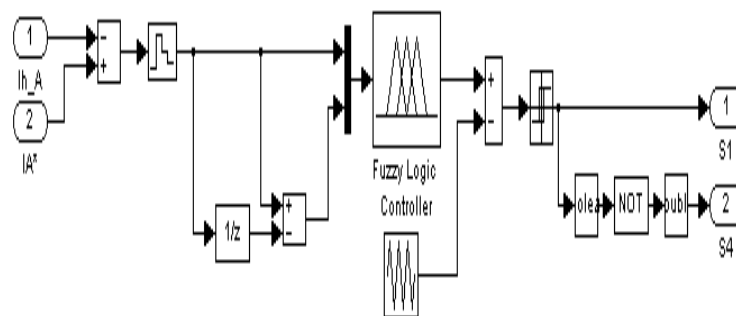


Fig. II-39 Génération des impulsions de commande dans le cas d'un convertisseur de tension deux-niveaux

Afin de programmer ce contrôleur flou (bloc disponible dans Simulink Library Browser), on doit d'abord aller à l'interface exécutable de Matlab (Work Space), taper FUZZY, ouvrir un nouveau fichier à extension FIS, choisir entre les modèles de MAMDANI ou SUGENO, puis introduire les différentes informations nécessaire à la conception du contrôleur flou.

II.8.1.1.1 Commande d'un FAP-SRF-FLC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

Le schéma bloc du FAP utilisant la stratégie de contrôle SRF-Contrôleur à logique floue à base d'un convertisseur de tension deux niveaux est donné par la Fig. II-40.

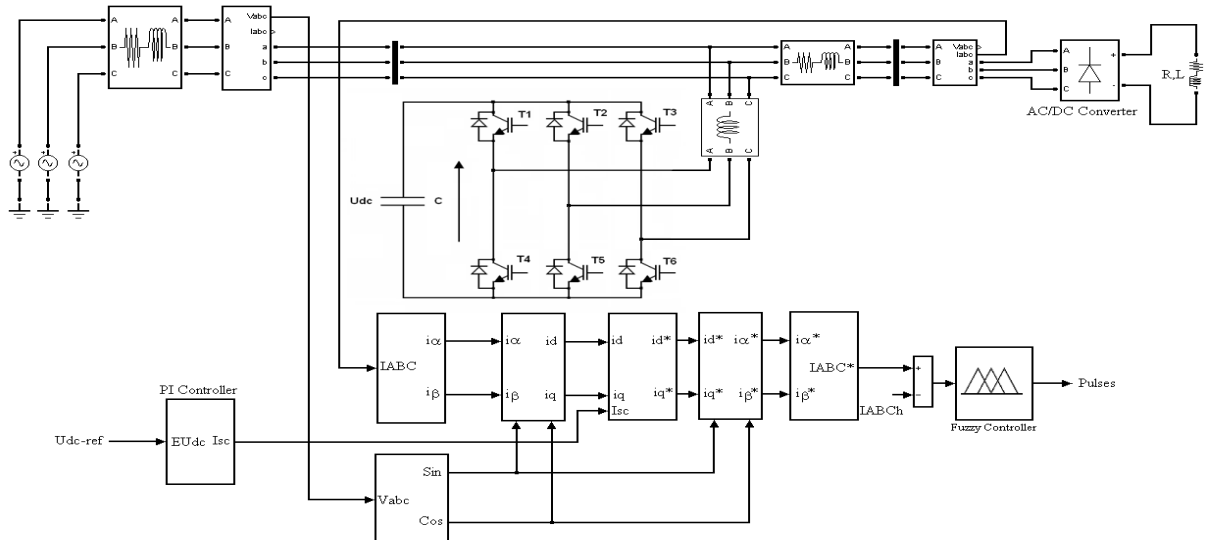
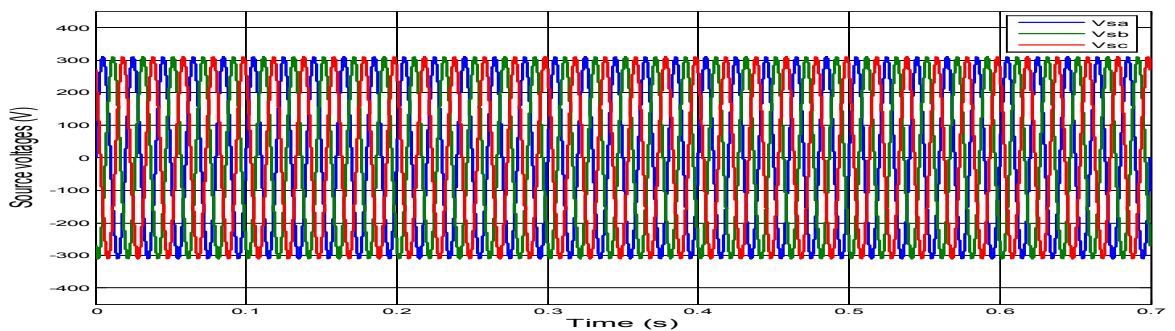
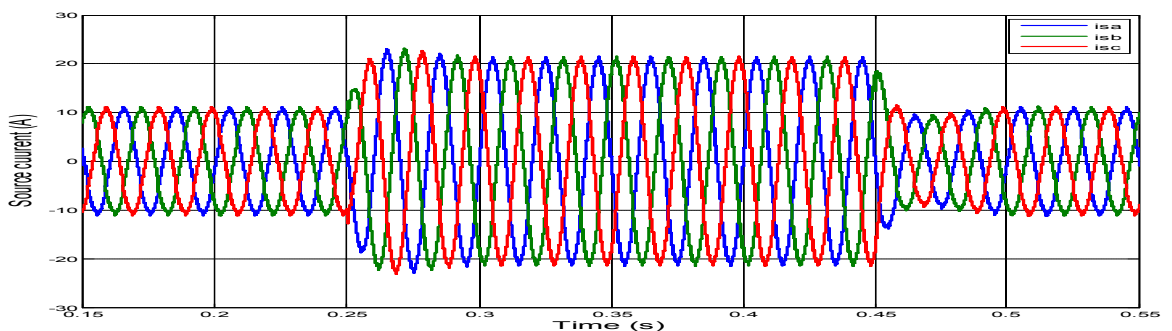


Fig. II-40 Schéma bloc du FAP-SRF-contrôleur à logique floue à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

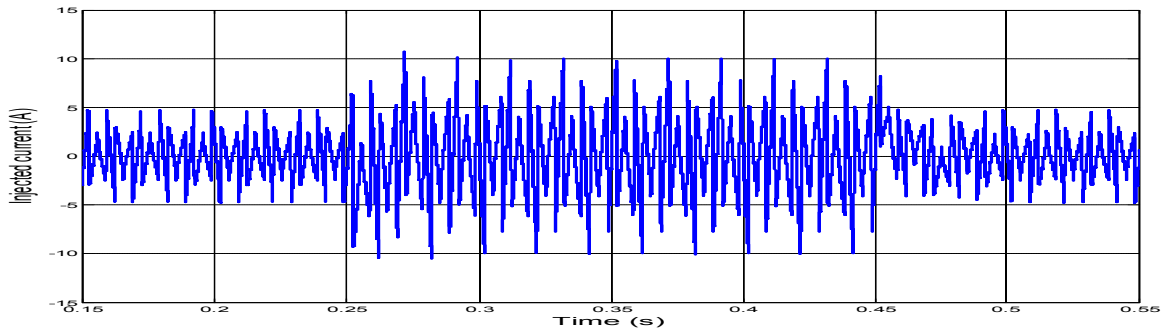
a. Cas d'un réseau triphasé équilibré



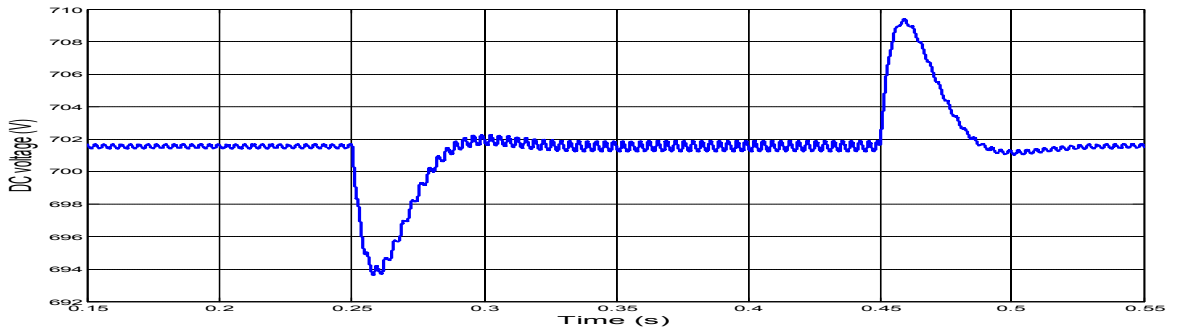
(a) Tensions source v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} (V)



(b) Courants source i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} (A)



(c) Courant filtre $i_{fa}(A)$



(d) Tension du bus continue $U_{dc}(V)$

Fig. II-41 Tension source $v_{sa,b,c}$ (V), courant source $i_{sa}(A)$, courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$, et tension du bus continu $U_{dc}(V)$: cas d'une source de tension triphasé équilibré

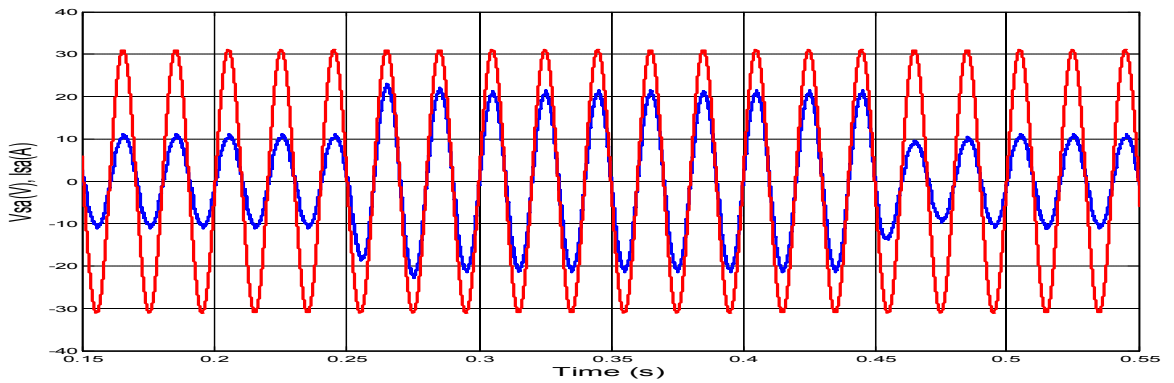


Fig. II-42 Tension et courant source $V_{sa}(V)$, $i_{sa}(A)$ ($V_{sa}(V) = 0.1 v_{sa}(V)$)

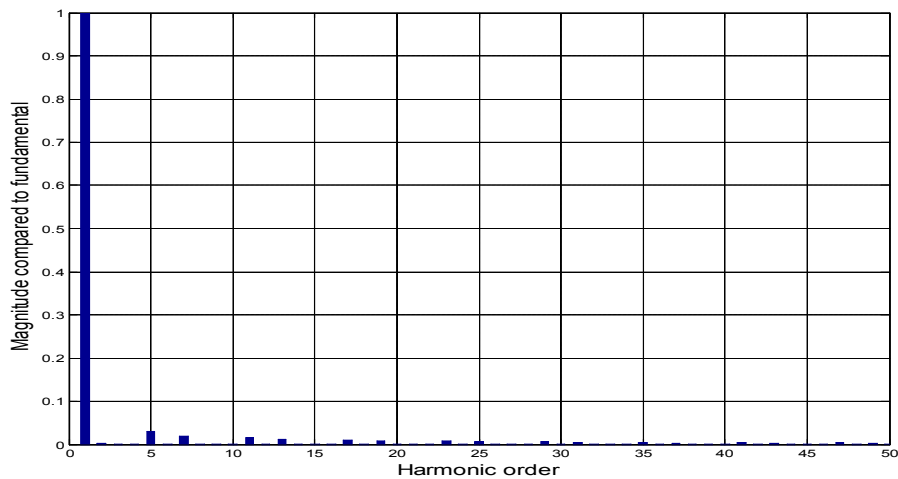
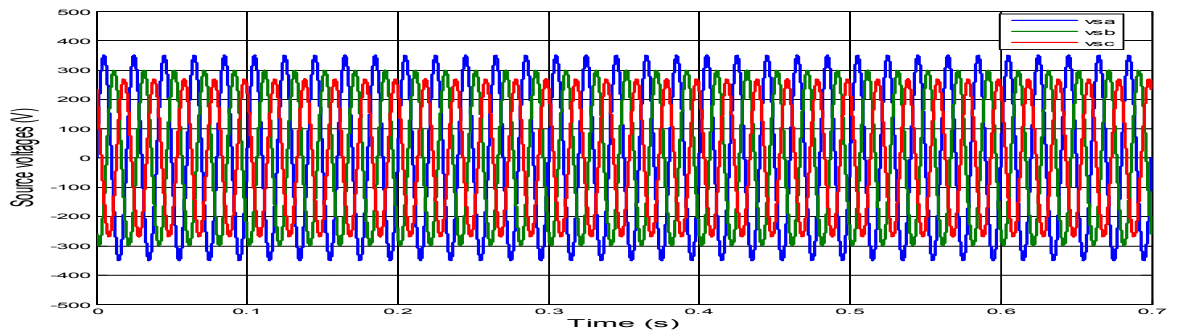


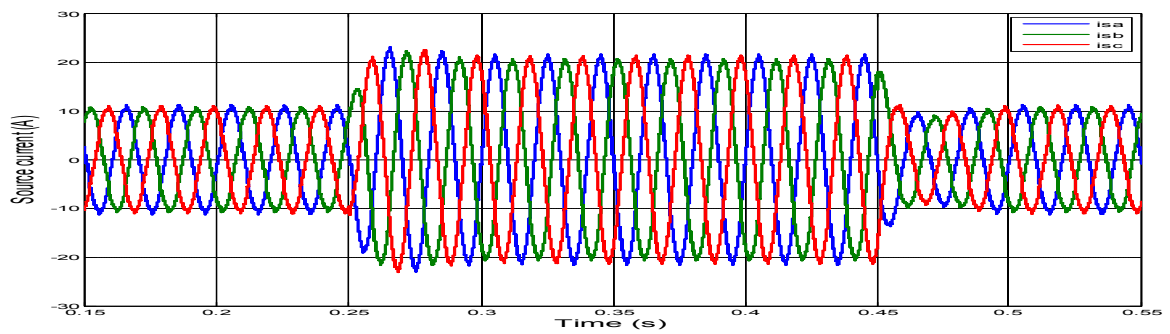
Fig. II-43 Spectre harmonique du courant source $i_{sa}(A)$: $THDi = 4.57\%$

b. Cas d'un réseau triphasé déséquilibré

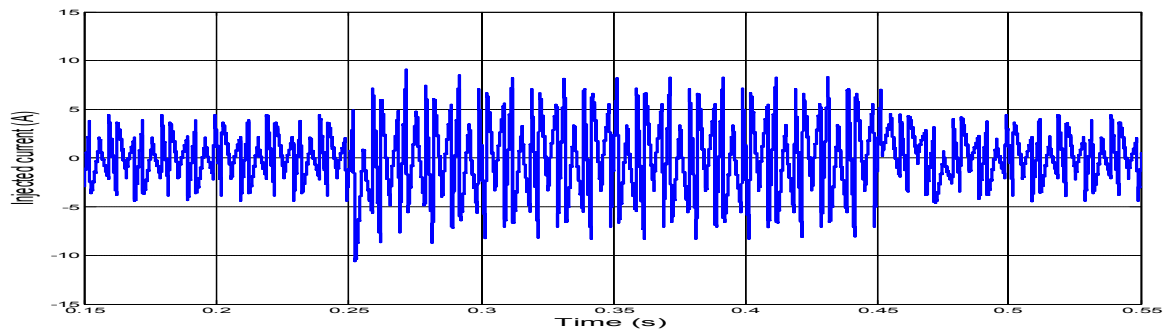
Afin de valider le fonctionnement du FAP sous une tension perturbée, on étudie le cas d'un réseau déséquilibré: $V_{sa}=350$ V, $V_{sb}=300$ V, $V_{sc}=270$ V. Dans ce cas il est nécessaire d'utiliser une PLL (Phase Locked Loop) appelé aussi boucle de verrouillage de phase permettant d'extraire la composante directe de tension qui est nécessaire pour l'identification des courants perturbateurs.



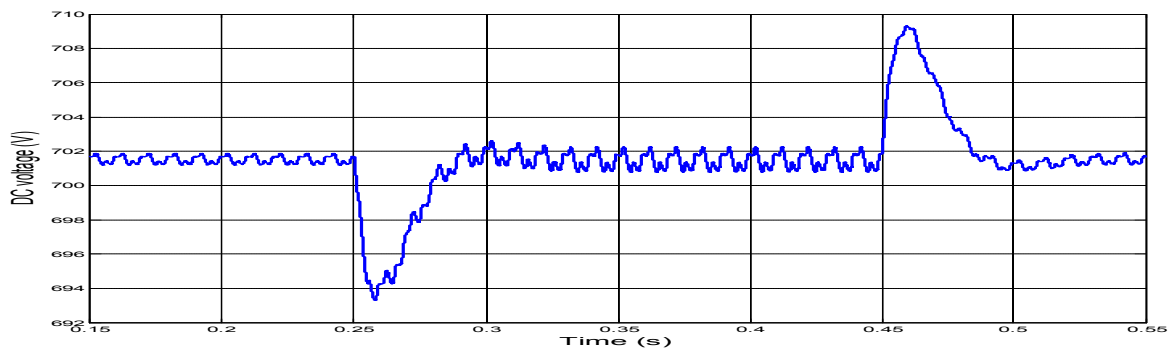
(a) Tensions source v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} (V)



(b) Courant source i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} (A)



(c) Courant filtre i_{fa} (A)



(d) Tension du bus continu U_{dc} (V)

Fig. II-44 Tension source v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} (V), courant source i_{sa} (A), courant fourni par le filtre i_{fa} (A), et tension du bus continu U_{dc} (V) : cas d'une source de tension triphasé déséquilibré

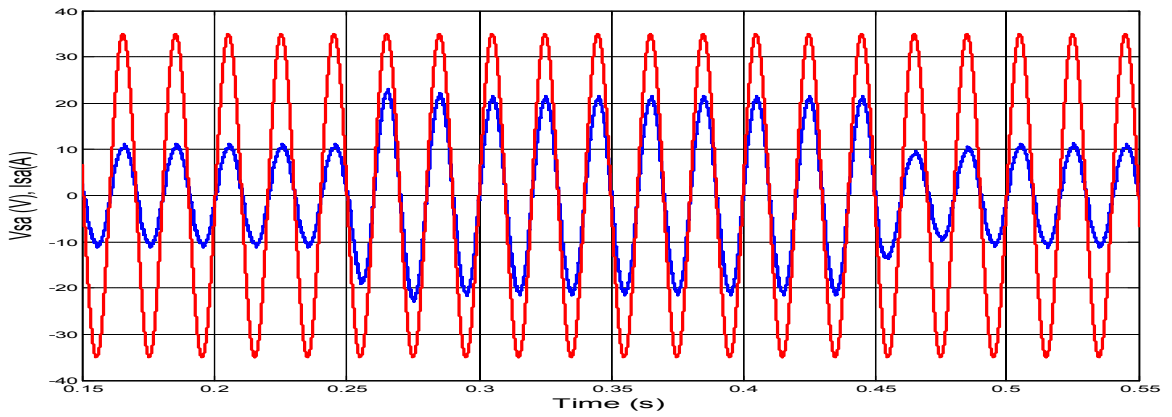


Fig. II-45 Tension et courant source $V_{sa}(V)$, $isa(A)$ ($V_{sa}(V)=0.1\ v_{sa}(V)$)

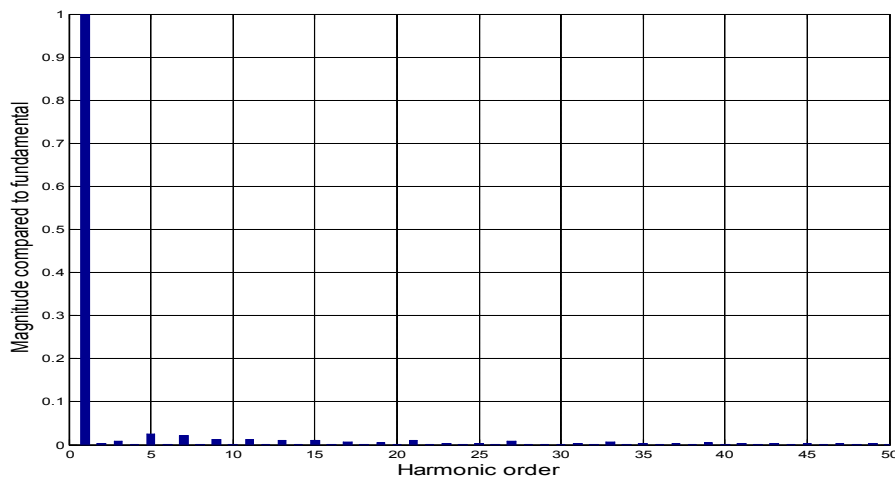


Fig. II-46 Spectre harmonique du courant source $isa(A)$: $THDi = 4.69\%$

Selon les résultats de simulation obtenus, on constate que le FAP proposé permet de réduire considérablement le continu harmonique du courant de source même dans le cas de conditions non-idéal de tension (cas d'un réseau triphasé déséquilibré), le taux harmonique de distorsion est nettement réduit de 28.16 à 4.69% (en conformité avec la Norme standard IEEE 519). La tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} est maintenue constante est égale $U_{dc-ref}=700V$ avec une ondulation due au déséquilibre de la tension d'alimentation.

c. Cas d'un réseau triphasé riche en harmoniques

Afin de valider le fonctionnement du FAP dans le cas d'un réseau triphasé riche en harmonique dont l'expression est donné par:

$$\begin{aligned}
 v_{sa} &= 311 \sin(\omega t) + 3.7 \sin(3\omega t) + 18.6 \sin(5\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 4.5 \sin(7\omega t) + 3.1 \sin(11\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\
 v_{sb} &= 311 \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 3.7 \sin(3\omega t) + 18.6 \sin(5\omega t) + 4.5 \sin(7\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 3.1 \sin(11\omega t) \\
 v_{sc} &= 311 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 3.7 \sin(3\omega t) + 18.6 \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 4.5 \sin(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 3.1 \sin(11\omega t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}$$

Les simulations suivantes sont élaborées.

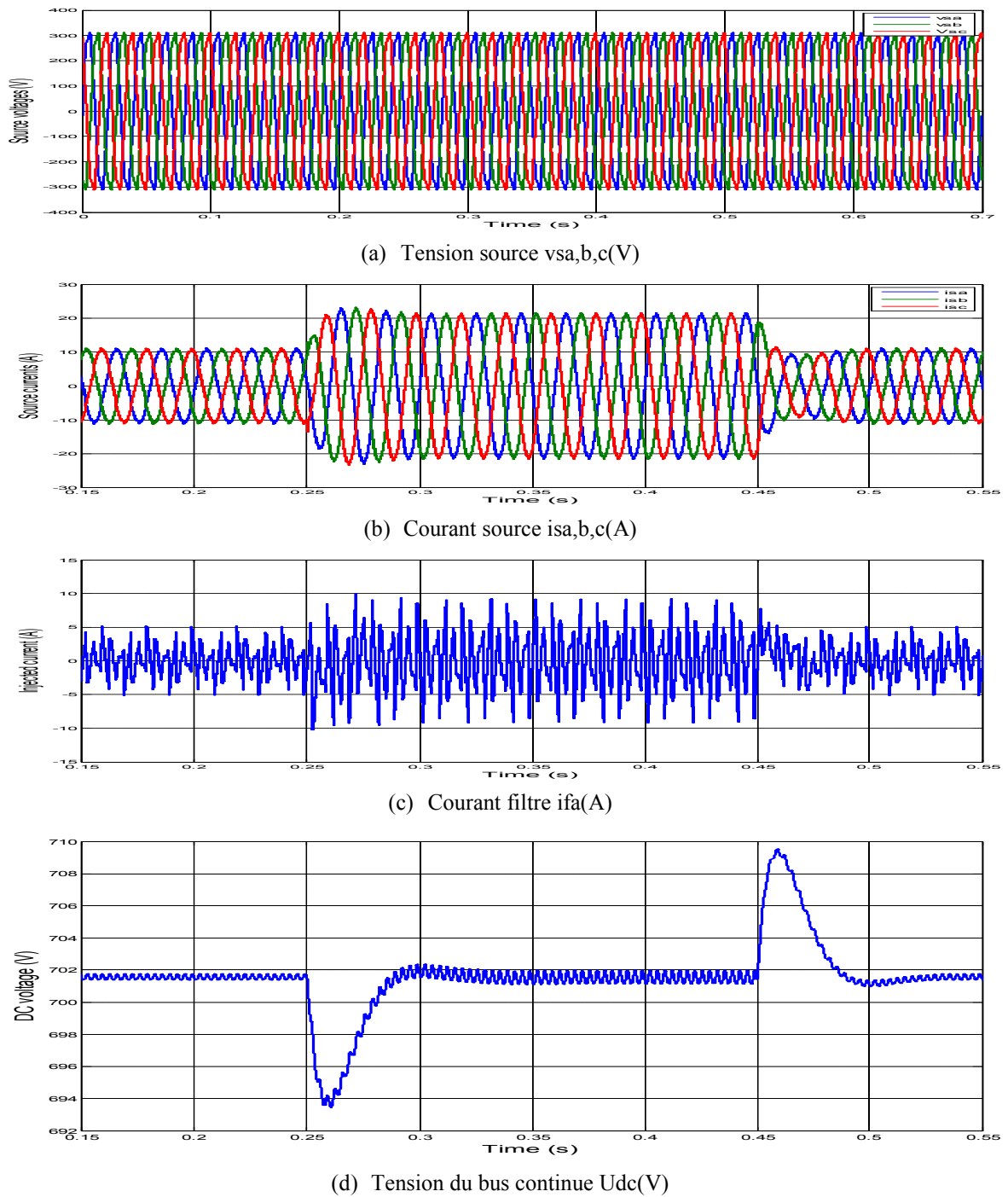


Fig. II-47 Tension source $v_{sa,b,c}$ (V), courant source $i_{sa}(A)$, courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$, et tension du bus continu $U_{dc}(V)$: cas d'une source de tension triphasé riche en harmoniques

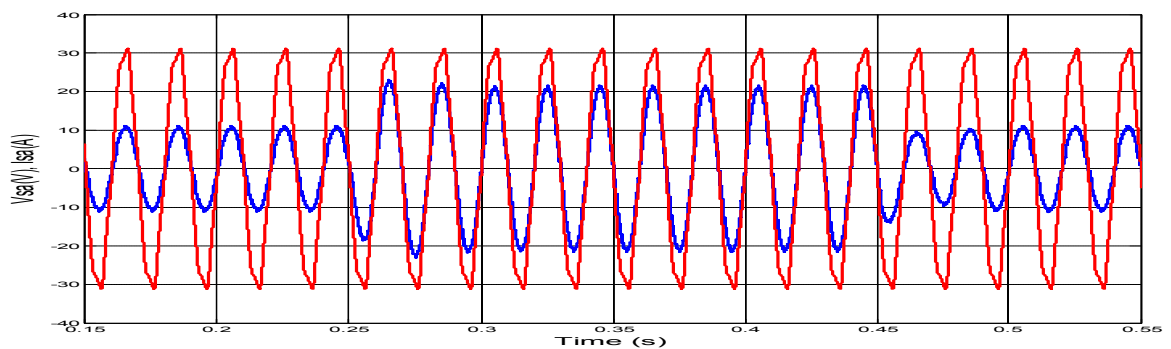


Fig. II-48 Tension et courant source $V_{sa}(V)$, $i_{sa}(A)$

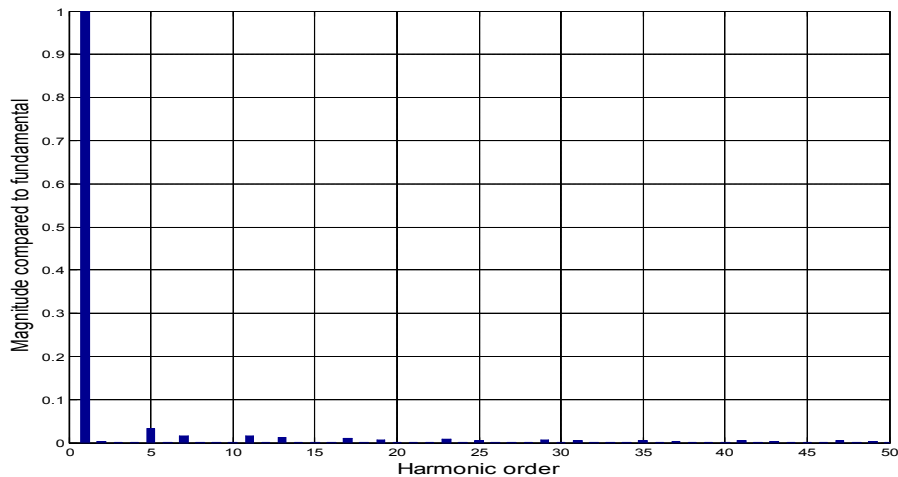


Fig. II-49 Spectre harmonique du courant source i_{sa} : (THDi = 4.74%)

D'après les résultats de simulation obtenus pour différents types de source d'alimentation (équilibré, déséquilibre et riche en harmoniques), on constate que le FAP proposé assure bien sa fonction et permet d'obtenir un courant source presque sinusoïdal qui est en phase avec la tension source correspondante. Le THDi est nettement réduit en conformité avec la Norme standard IEEE 519. La tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} est maintenue constante est égale $U_{dc-ref}=700V$ et suit parfaitement sa référence, elle présente des ondulations lorsque la tension source est perturbée. Lors de la variation brusque de la charge, la réponse du FAP est instantanée, la tension U_{dc} passe par un pic maximal de 10 V et d'une durée de 0.03 sec avant d'atteindre de nouveau le régime permanent.

II.8.1.2 Contrôleur de courant à base d'un RNAs-MLPNN

Le système de commande à base des réseaux de neurones du filtre actif parallèle utilisé dans ce travail est conçu autour d'un MLPNN (Multi-Layer Perceptron Neural Network). Ce réseau permet d'imiter le contrôleur classique à hystérésis générant les signaux de commande du convertisseur composant le FAP. L'architecture adoptée pour ce réseau consiste en un MLP trois couches : Couche d'entrée correspondant aux entrées E_{c-a} , E_{c-b} , E_{c-c} , une couche cachée formée de m neurones et une couche de sortie correspondant aux signaux de commande T_a , T_b , T_c des interrupteurs du demi-pont supérieur du convertisseur [ZOU06], [CHE10-1]. Le nombre des neurones de la couche cachée peut être choisi en réalisant plusieurs tests d'apprentissage, pour notre cas nous avons utilisé 12 neurones avec la fonction sigmoïde. L'apprentissage de ce réseau est réalisé avec l'algorithme de retro-propagation Levenberg-Marquardt en utilisant 10000 exemples d'apprentissage (off-line) obtenu par simulation. Cette méthode est recommandée dans le cas où la fonction performance "Mean square error" est utilisée. Les neurones de la couche de sortie utilisent

la fonction linéaire. La Fig. II-50 donne le schéma bloc du contrôleur ANN utilisé pour la commande du FAP.

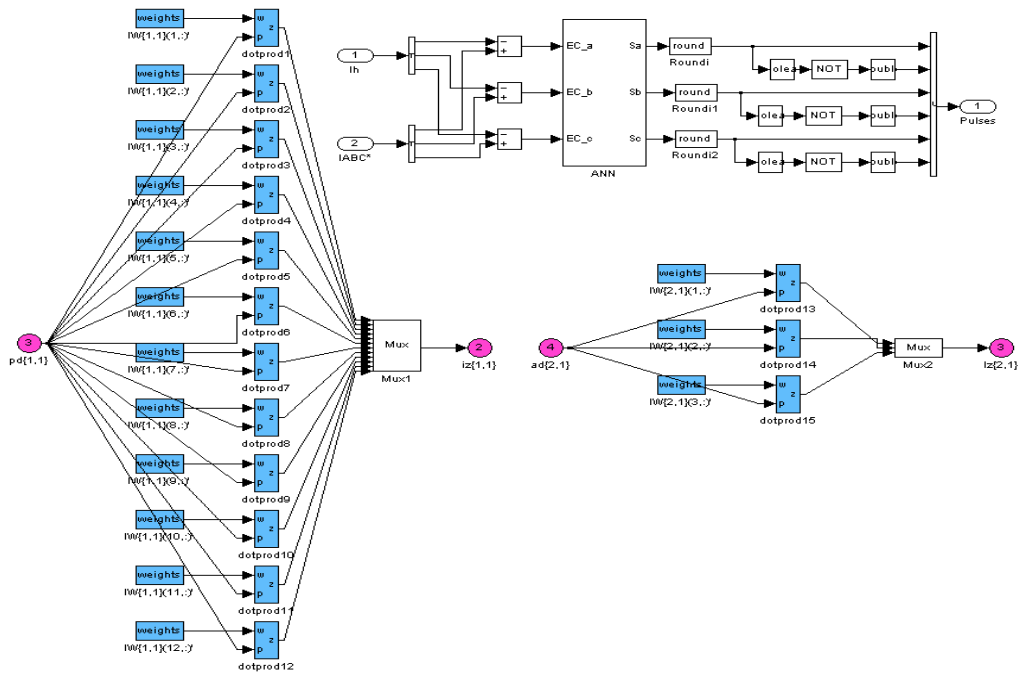


Fig. II-50 Contrôleur MLPNN pour FAP à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

II.8.1.2.1 Commande d'un FAP-SRF-MLPNN à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

Le schéma bloc du FAP utilisant la stratégie de contrôle SRF-Contrôleur à réseaux de neurones MLPPN à base d'un convertisseur de tension deux niveaux est donné par la Fig. II-51.

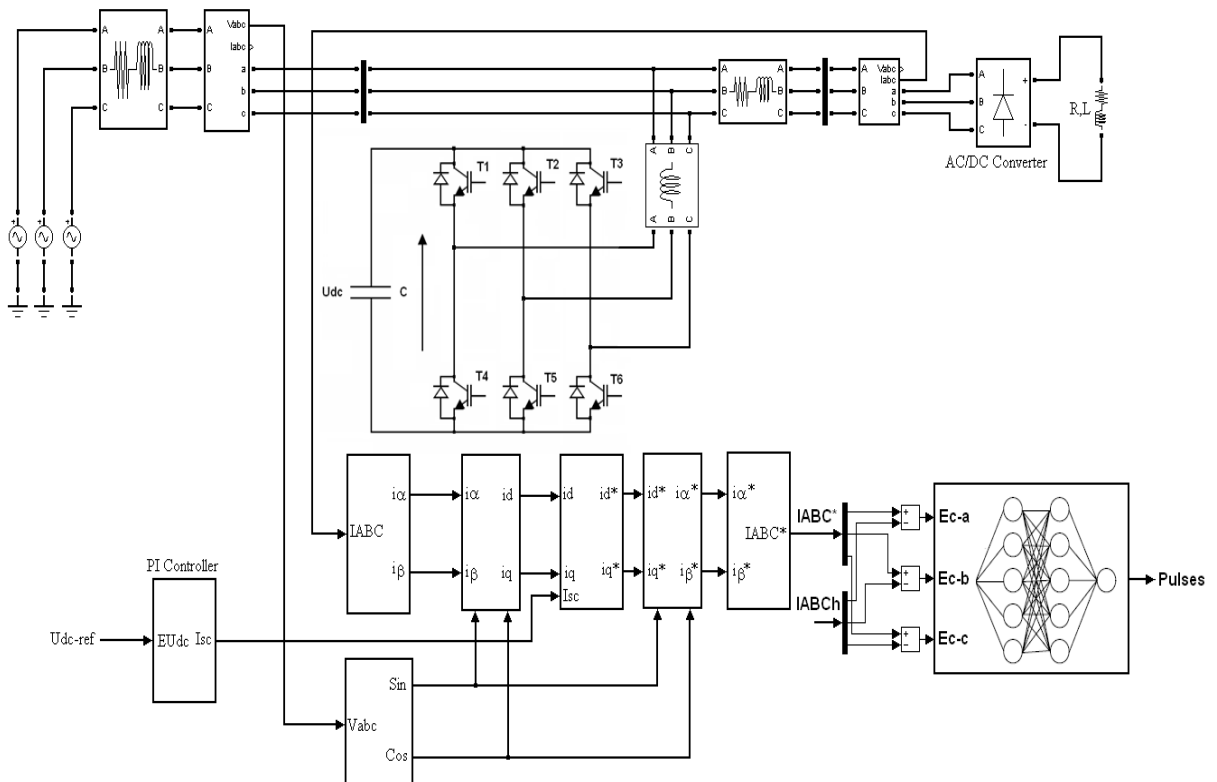


Fig. II-51 Schéma bloc du FAP-SRF-MLPNN à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

a. Cas d'un réseau triphasé équilibré

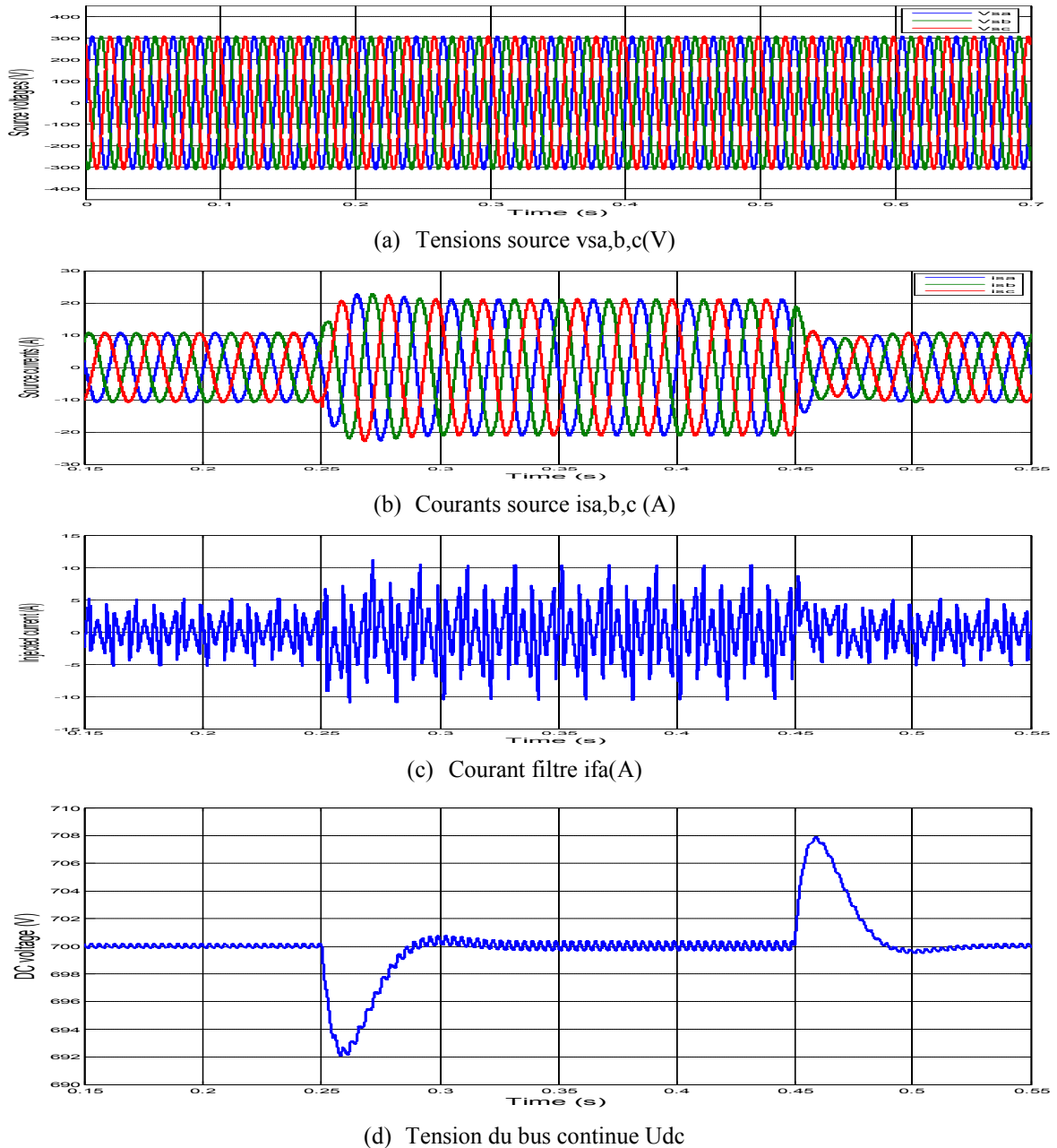


Fig. II-52 Tensions source $v_{sa,b,c}(V)$, courants source $i_{sa,b,c}(A)$ courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$ et tension du bus continu $U_{dc}(V)$: cas d'un réseau triphasé équilibré

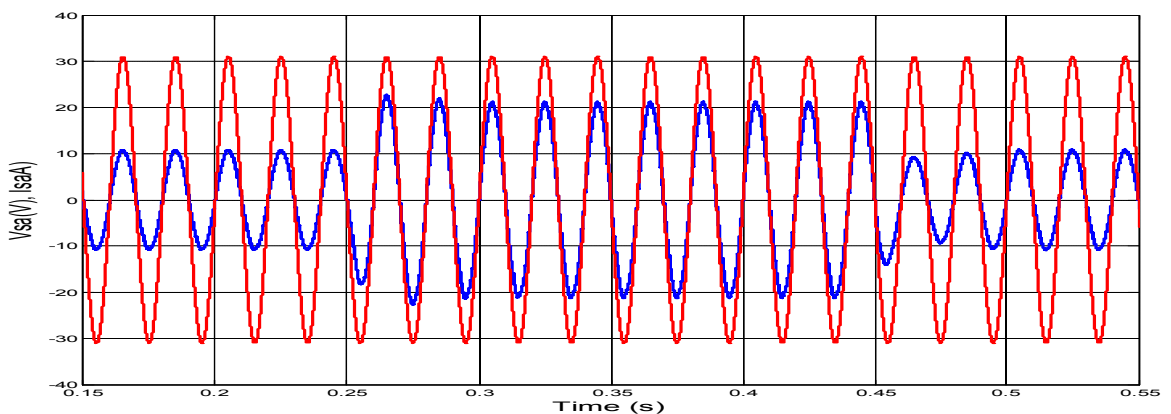


Fig. II-53 Tension et courant source $V_{sa}(V), i_{sa}(A)$ ($V_{sa}(V) = 0.1 v_{sa}(V)$)

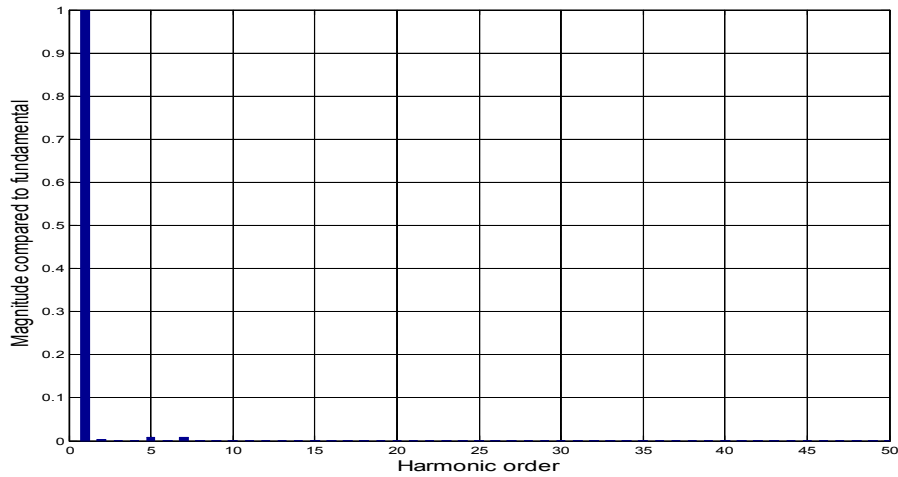
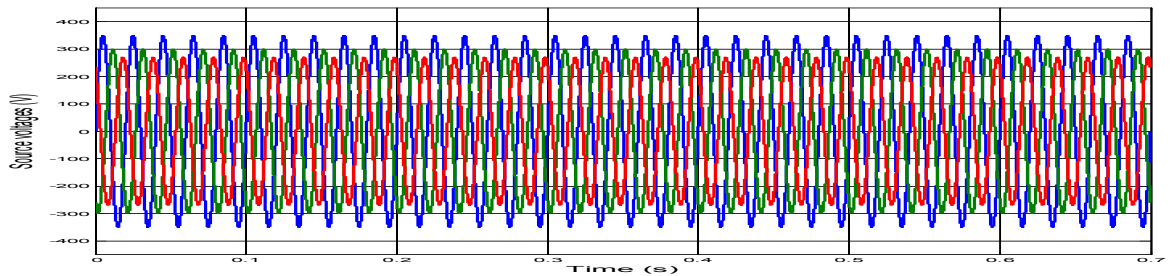
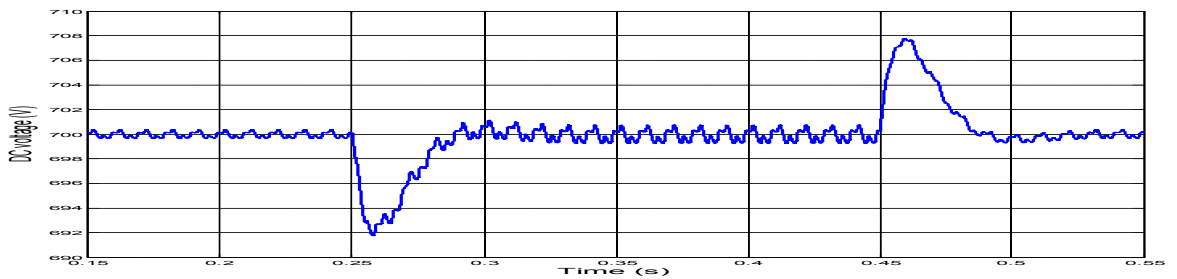


Fig. II-54 Spectre harmonique du courant source $i_{sa}(A)$ avec compensation: $THDi = 1.24\%$

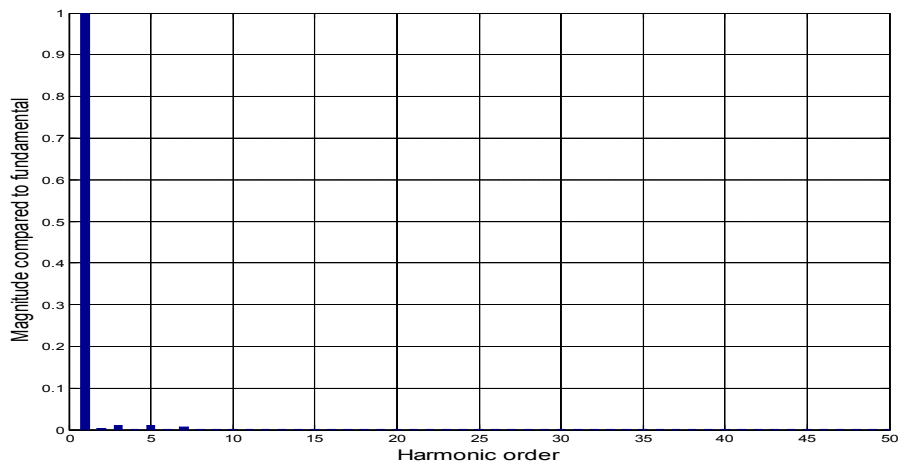
b. Cas d'un réseau triphasé déséquilibré



(a) Tensions source $v_{sa, b, c}(V)$



(b) Tension du bus continu $U_{dc}(V)$

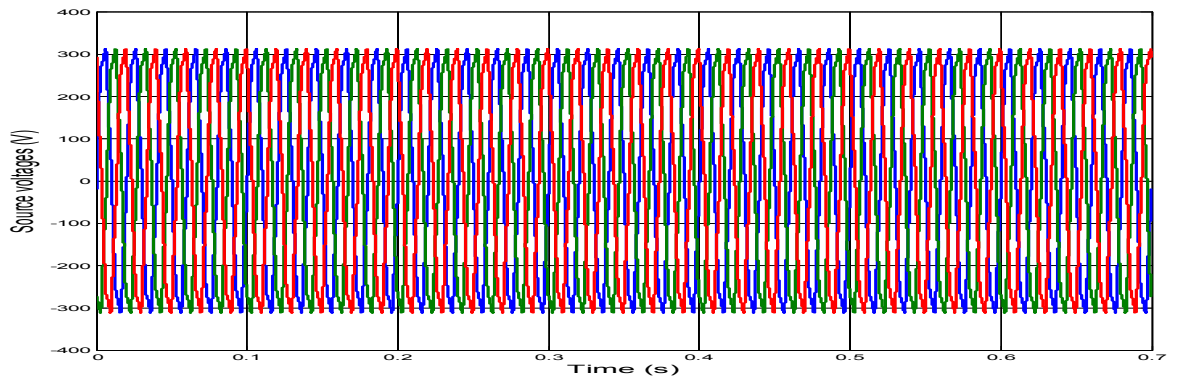


(c) Spectre harmonique du courant source $i_{sa}(A)$ avec compensation: $THDi=1.71\%$

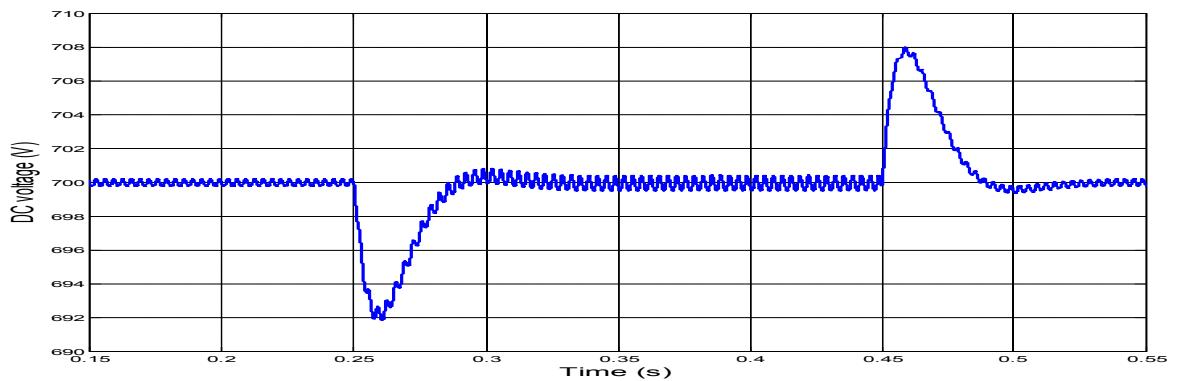
Fig. II-55 Cas d'un réseau triphasé déséquilibré

c. Cas d'un réseau triphasé riche en harmoniques

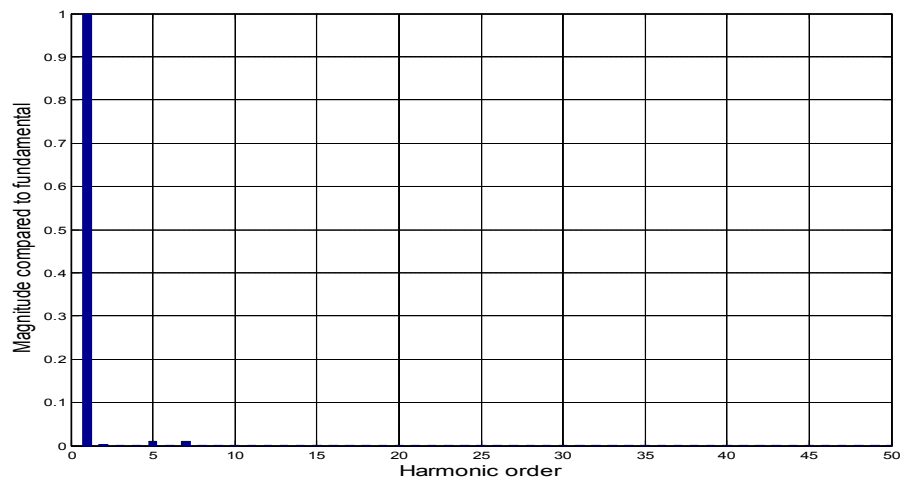
Les résultats de simulations obtenus dans le cas d'un réseau triphasé riche en harmoniques sont donnés par la Fig. II-56.



(a) Tensions source vsa,b,c(V)



(b) Tension du bus continu Udc(V)



(c) Spectre harmonique du courant source isa avec compensation : THDi = 1.55%

Fig. II-56 Cas d'une source riche en harmoniques

Les résultats de simulation montrent que le contrôleur MLP-ANNs proposé pour le pilotage du convertisseur de tension deux niveaux (même dans des conditions non-idéales de la source de tension d'alimentation) reproduit fidèlement la fonction du contrôleur à hystérésis et permet de réduire le THDi à une valeur de 1.24%.

II.8.2 Cas d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

II.8.2.1 Contrôleur de courant à base de la logique floue

Les signaux erreurs pour chaque phase sont discrétisés par les blocs d'ordre zéro. Le signal variation de l'erreur est obtenu à partir du signal erreur en utilisant un bloc de retard unitaire. Le bloc de saturation impose des limites supérieure et inférieure sur les deux signaux « e » et « de ». Le signal d'entrée reste inchangé lorsque ce dernier est dans la plage spécifiée par la limite inférieure et supérieure. Dans le cas où ce signal d'entrée est en dehors de ces limites, il est coupé à la partie supérieure ou inférieure. La sortie des blocs de saturation sont les entrées de notre contrôleur flou pour chaque phase. Les sorties de trois contrôleurs flous sont utilisées dans la génération des signaux de commande du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC). Chaque signal est comparé avec deux signaux en dent de scie décalé l'une par rapport à l'autre d'une demi-période.

Le modèle Simulink du bloc génération des signaux de commande pour un filtre actif parallèle à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) utilisant un contrôleur flou est donnée par la Fig. II-57, [CHE11-2], [CHE11-3].

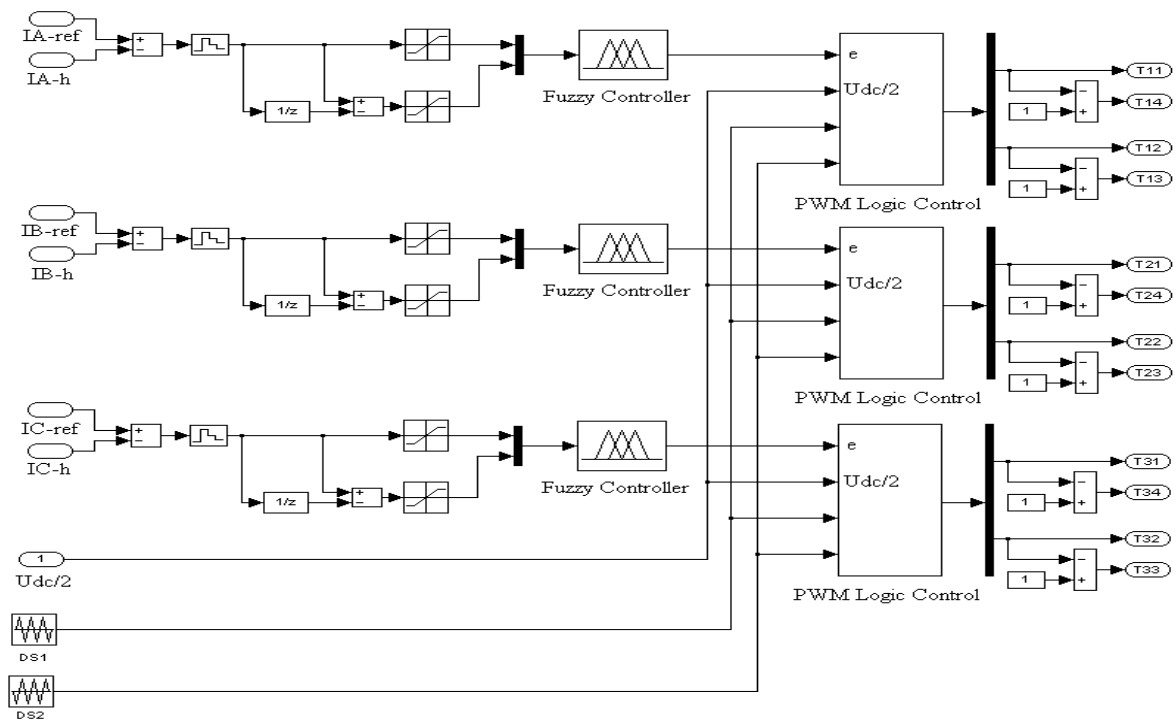


Fig. II-57 Génération des impulsions de commande dans le cas d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

II.8.2.1.1 Commande d'un FAP-SCDM-FLC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le schéma bloc du FAP utilisant la stratégie de contrôle SCDM-FLC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) est donné par la Fig. II-58. Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont représentés dans les Figs. II-59, Fig. II-60, Fig. II-61, Fig. II-62 et la Fig. II-63.

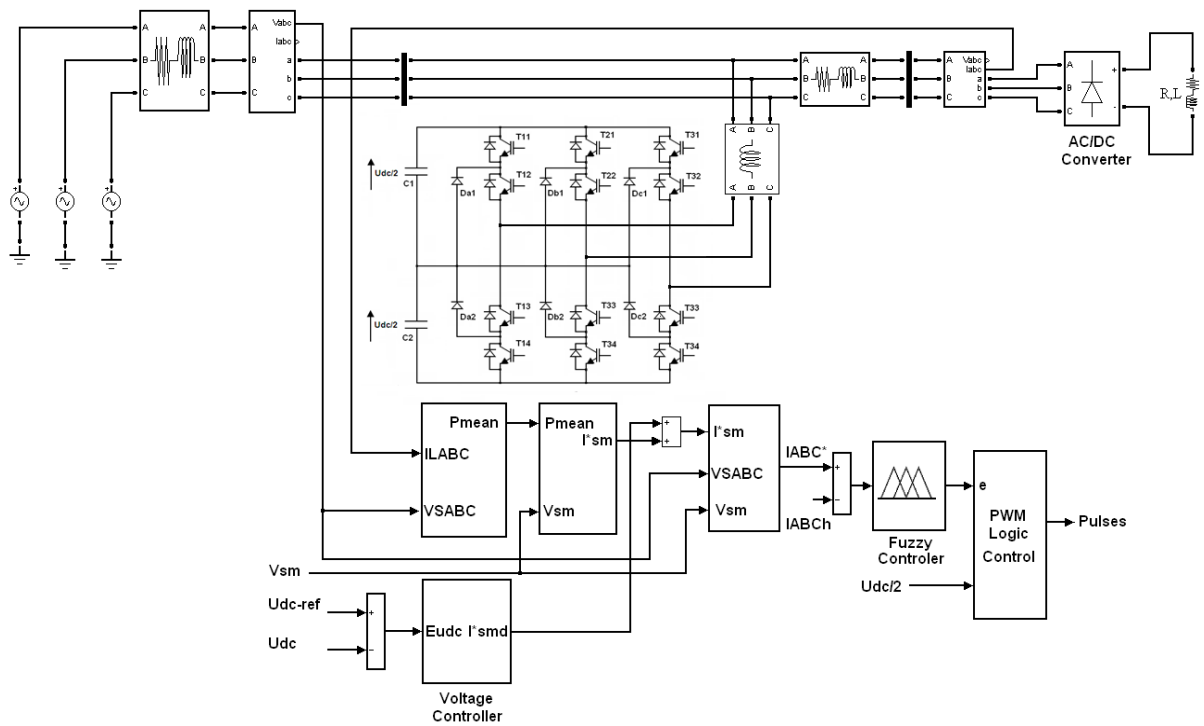


Fig. II-58 Schéma bloc du FAP-SCDM-FLC à base d'un convertisseur trois-niveaux (NPC)

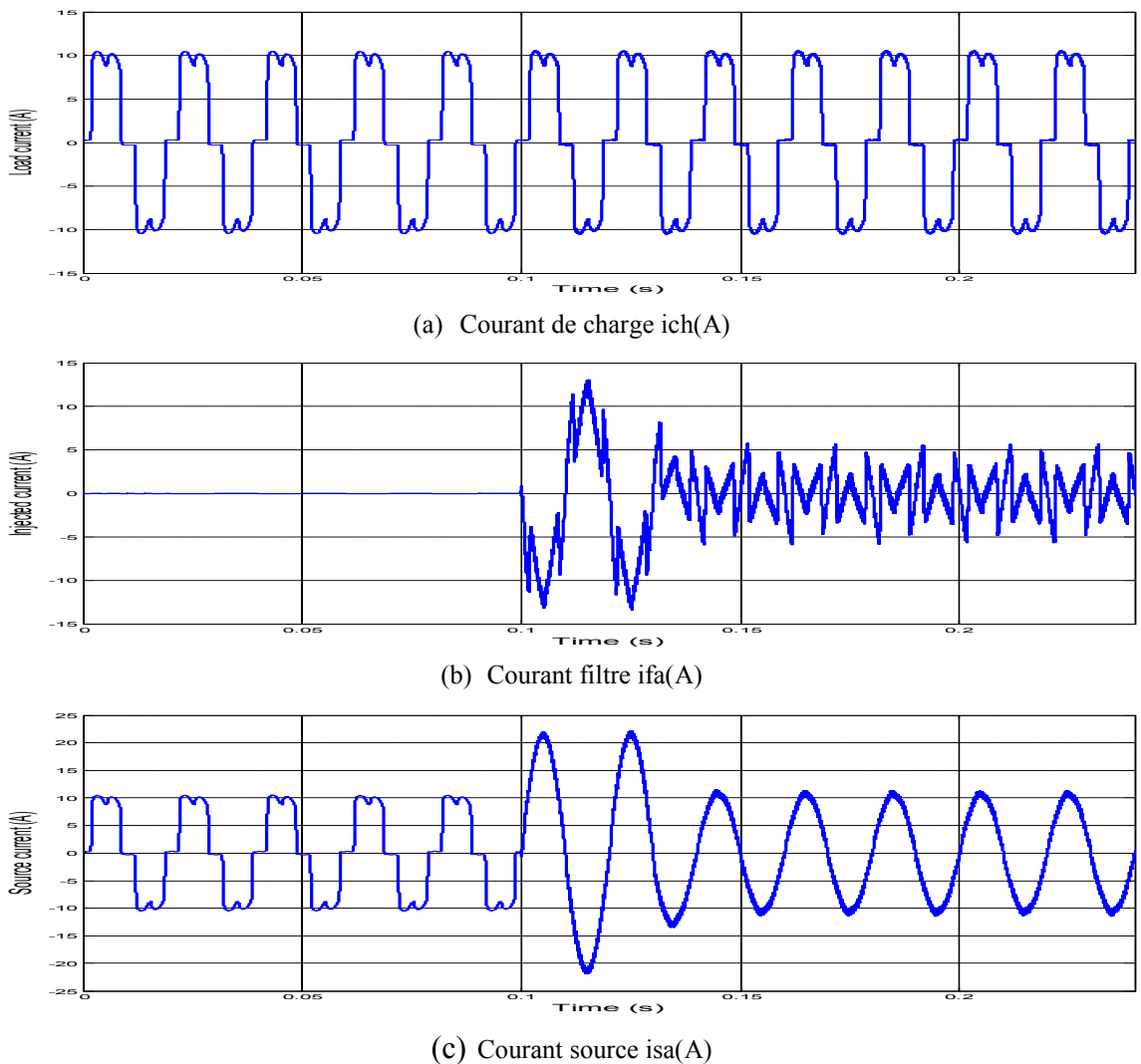


Fig. II-59 Courant de charge $i_{ca}(A)$, courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$ et courant de source $i_{sa}(A)$

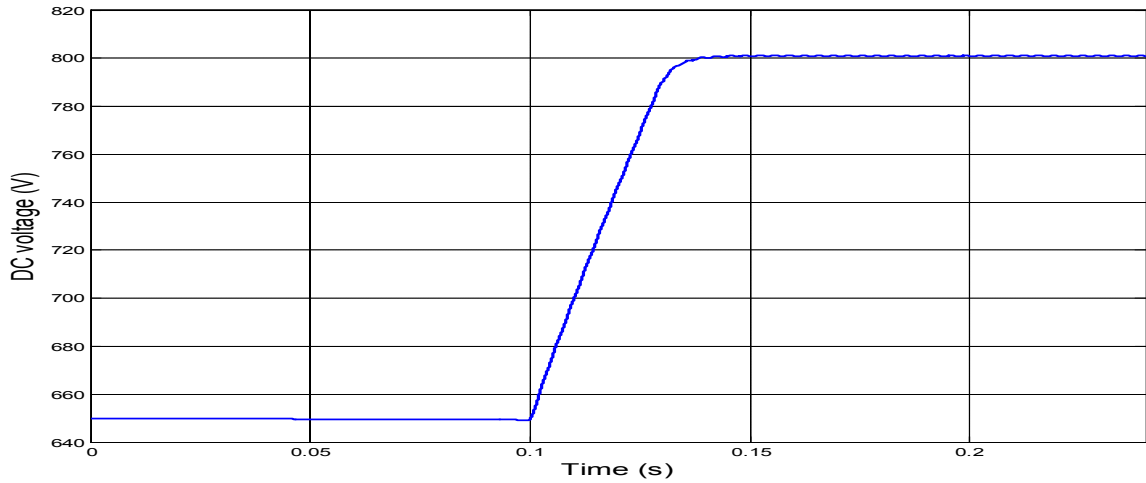


Fig. II-60 Tension du bus continu $U_{dc}(V)$

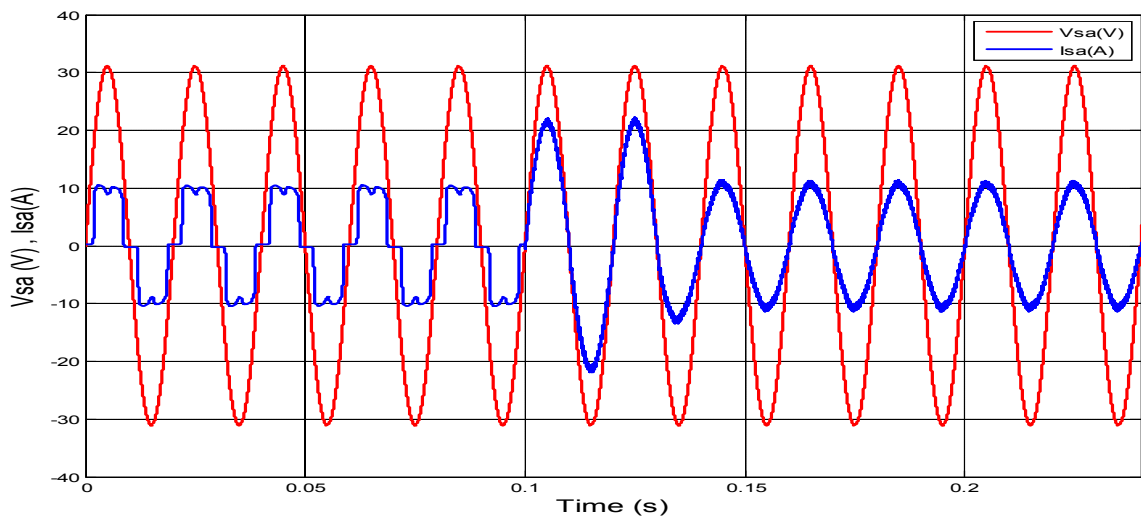


Fig. II-61 Courant et tension source ($V_{sa} = 0.1 v_{sa}$) avant et après compensation ($V_{sa}(V) = 0.1 v_{sa}(V)$)

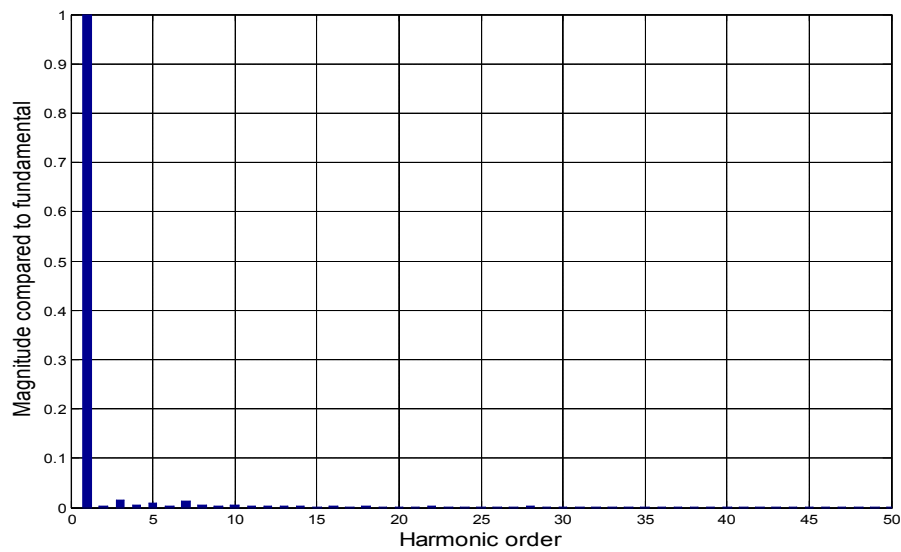


Fig. II-62 Spectre harmonique du courant source $I_{sa}(A)$: THDi = 1.62%

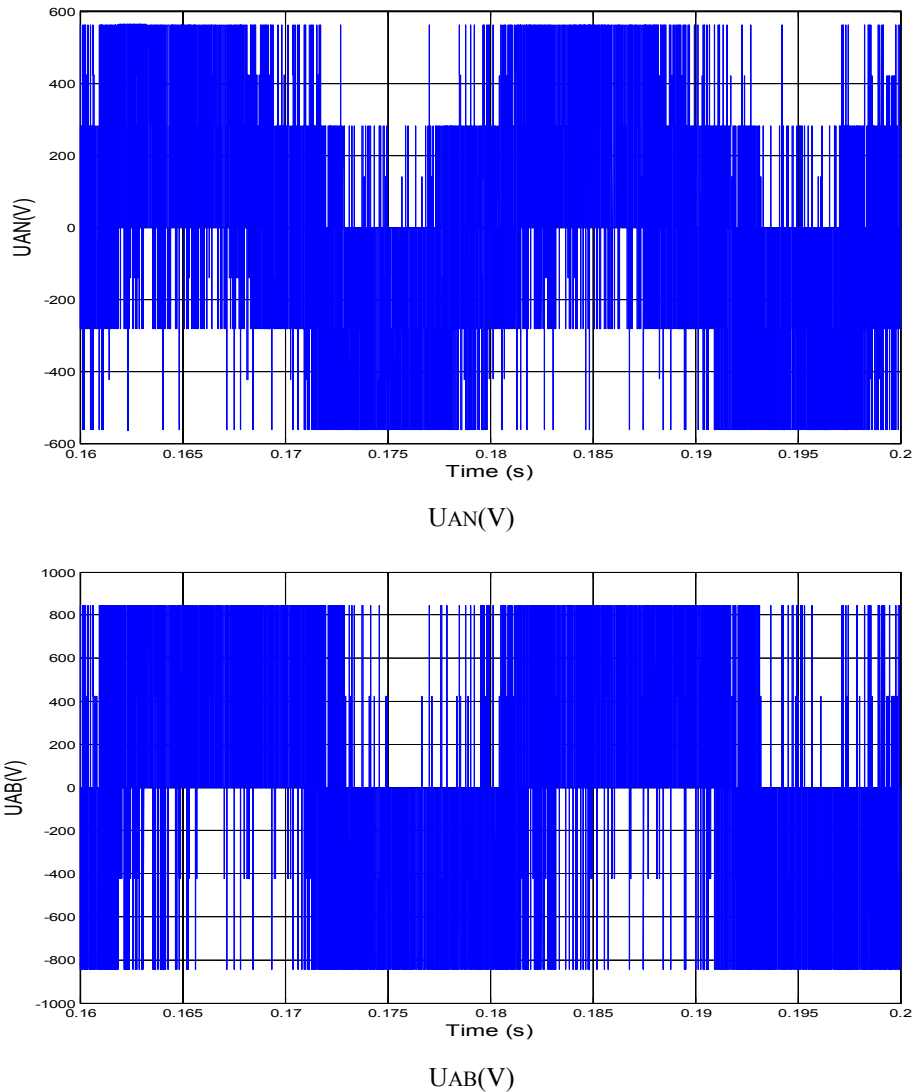


Fig. II-63 Tension de phase et entre lignes en utilisant un contrôleur à logique flou

Les performances du FAP à base du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) sont nettement améliorées en matière de réduction du THDi qui passe de 4.32% (contrôleur conventionnel) à 1.62% en utilisant un contrôleur à base de la logique floue. La tension U_{dc} passe par un transitoire d'environ 0.035 sec avant de se stabiliser à sa valeur de référence $U_{dc-ref}=800V$. Lors de cette transition, le pic du courant source est légèrement réduit, la réponse du FAP en vue d'injecter les courants de compensation est quasi instantanée.

II.8.2.2 Contrôleur de courant à base d'un RNAs_MLPNN

Le contrôleur de courant à base d'un RNAs-MLPNN que nous avons développé pour un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) est représenté dans la Fig. II-64. Les entrées sont les signaux erreur en courant (E_{c-a} , E_{c-b} , E_{c-c}) entre les courants injectés (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc}) et les courants de référence (i_{fa}^* , i_{fb}^* , i_{fc}^*). Les sorties sont les états de commutation T11, T14, T12, T13, T21, T24, T22, T23, T31, T34, T32, T33, [CHE11-5], [CHE11-6]. La couche cachée est formé de 12 neurones avec la fonction d'activation sigmoïde, la couche de sortie est formée de six neurones avec la fonction

d'activation linéaire. L'apprentissage du réseau est réalisé avec 10000 exemples obtenus par simulation en utilisant l'algorithme de rétro-propagation de Levenberg-Marquardt.

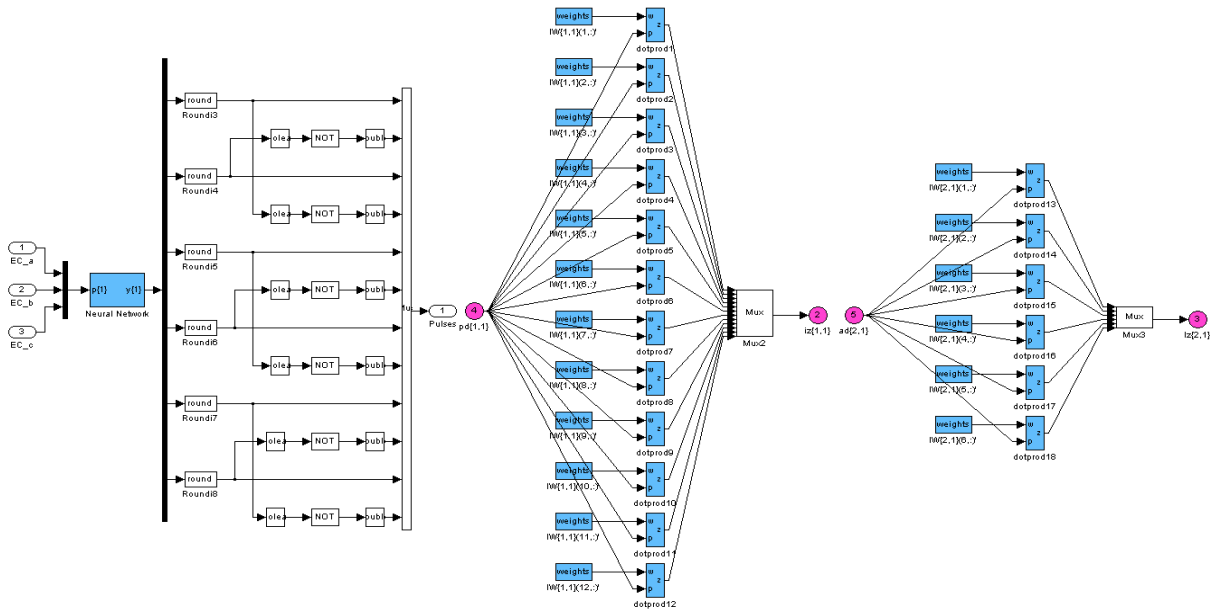


Fig. II-64 Contrôleur MLPNN pour FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

II.8.2.2.1 Commande d'un FAP-SCDM-MLPNNs à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le schéma bloc du FAP utilisant la stratégie de contrôle SCDM-MLPNNs à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) est donné par la Fig. II-65, [CHE11-2], [CHE11-3], [CHE11-5], [CHE11-6]. Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont représentés dans les Figs. II-66, Fig. II-67, Fig. II-68, Fig. II-69 et la Fig. II-70.

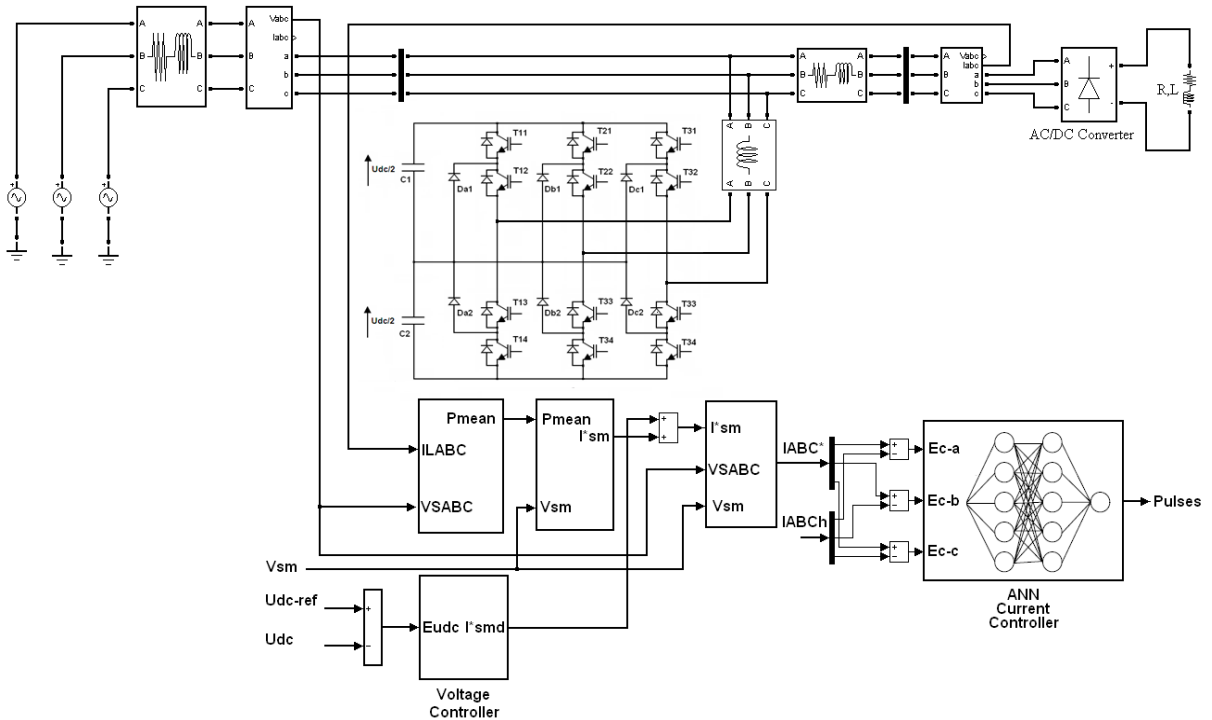


Fig. II-65 Schéma bloc du FAP-SCDM à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

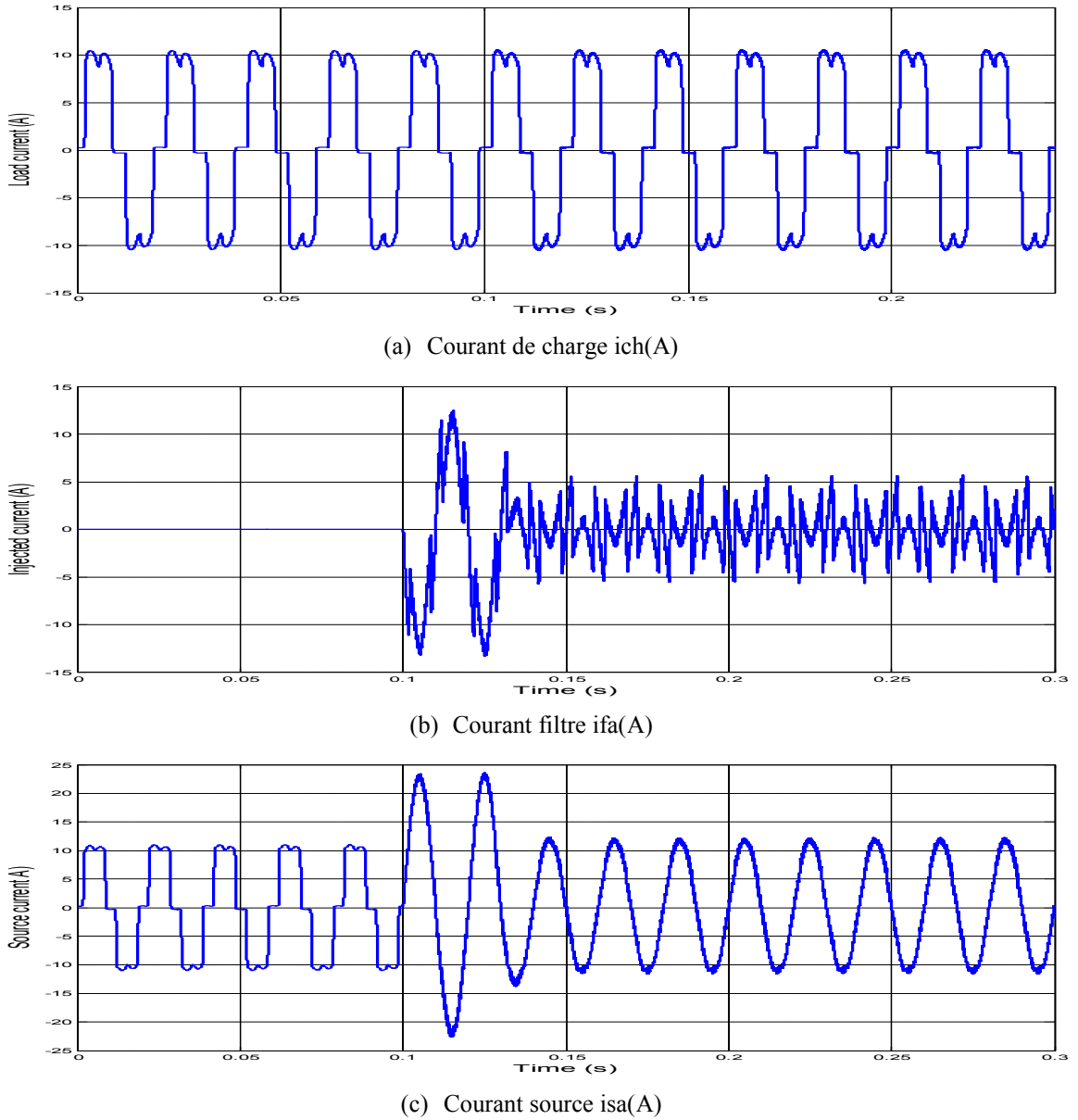


Fig. II-66 Courant de charge $i_{ca}(A)$, courant fourni par le filtre $i_{fa}(A)$, courant de source $i_{sa}(A)$

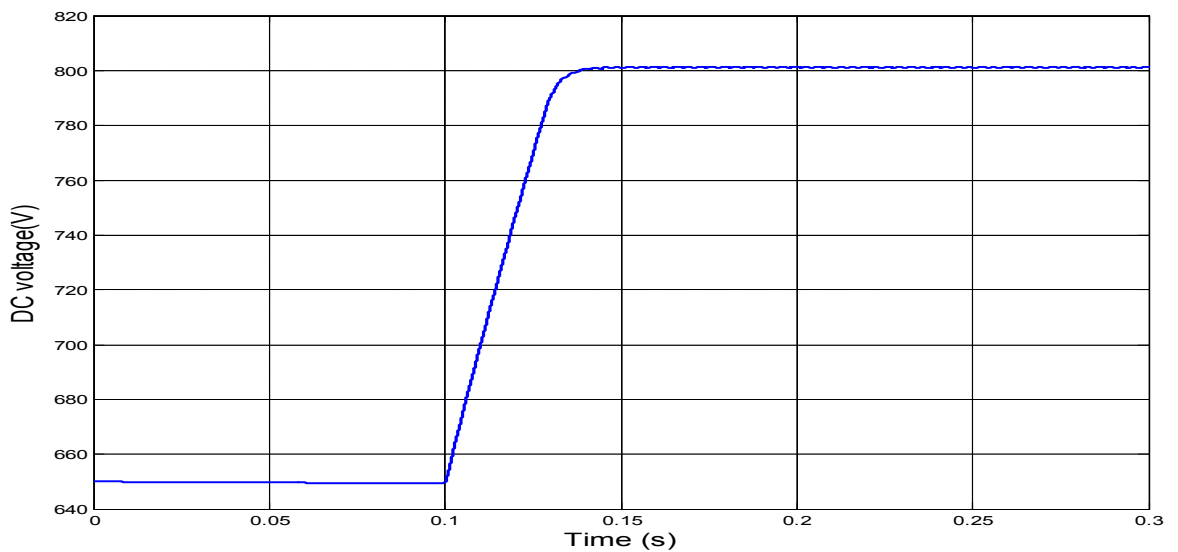


Fig. II-67 Tension du bus continu $U_{dc}(V)$

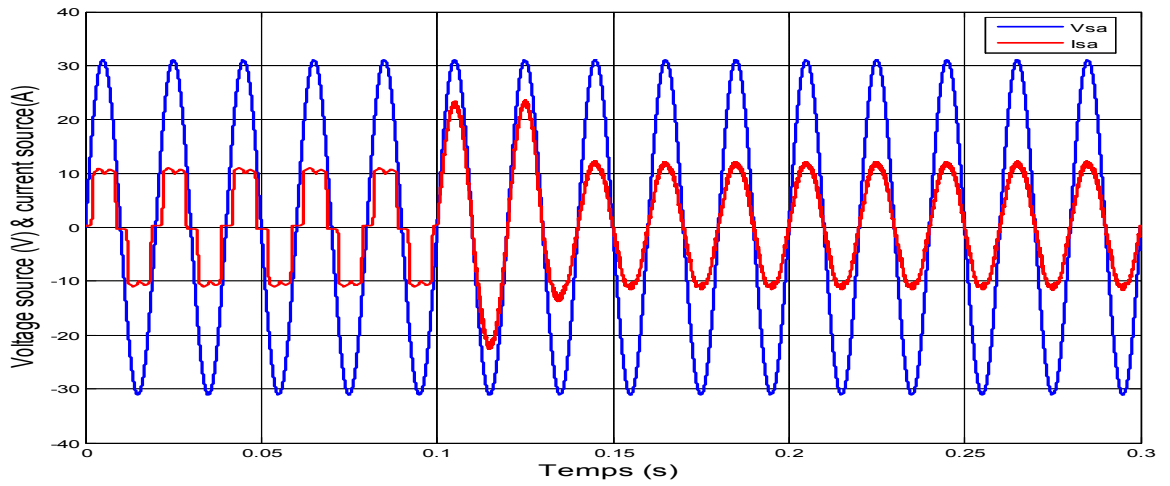


Fig. II-68 Courant et tension source ($V_{sa} = 0.1 v_{sa}$) avant et après compensation ($V_{sa}(V) = 0.1 v_{sa}(V)$)

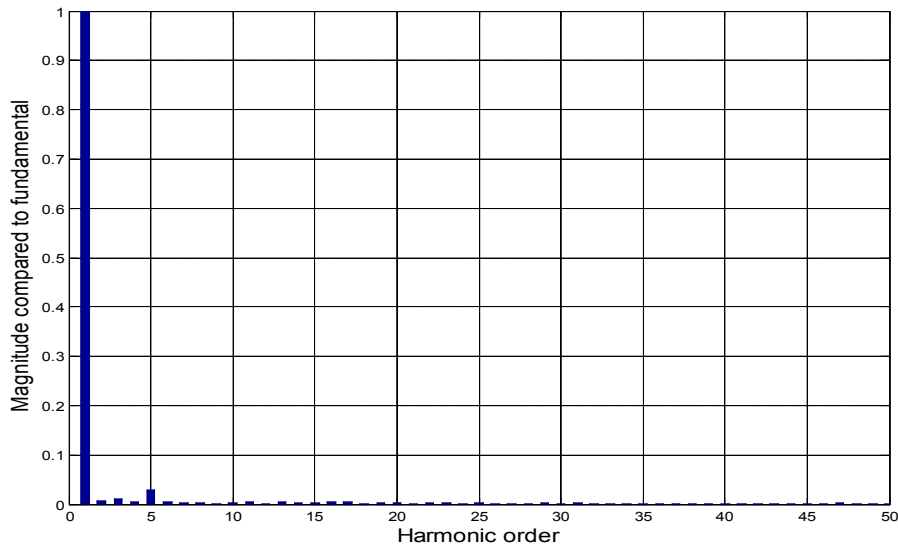


Fig. II-69 Spectre harmonique du courant source isa avec compensation : (THDi = 3.96%)

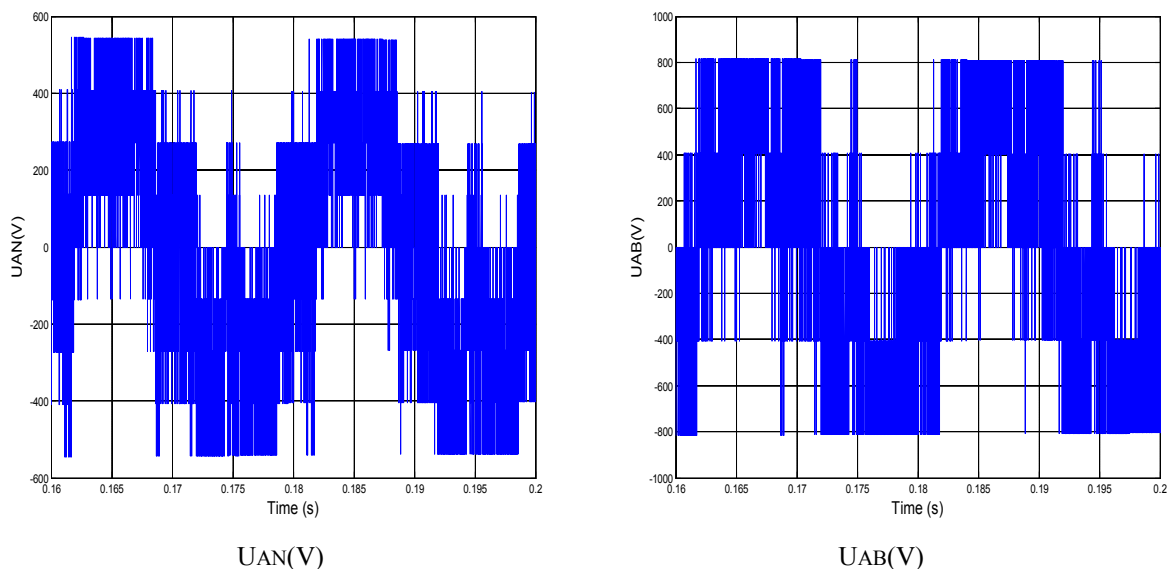
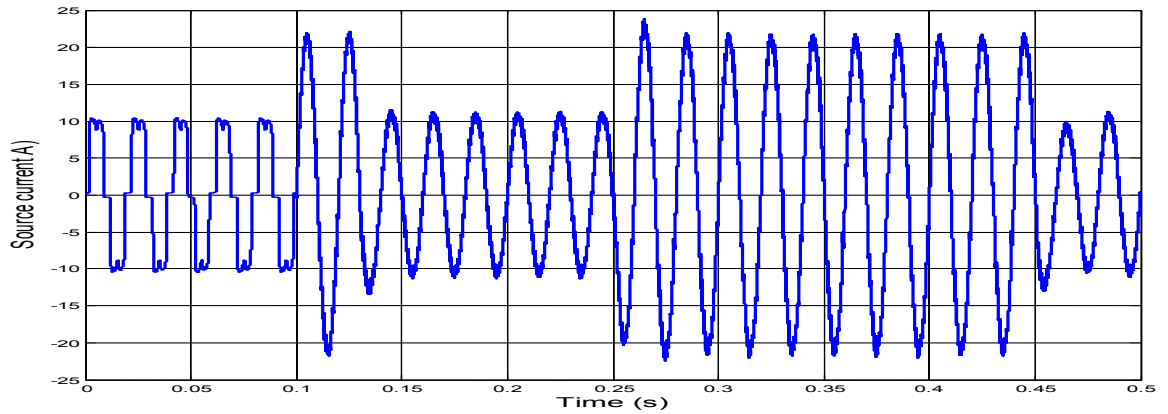
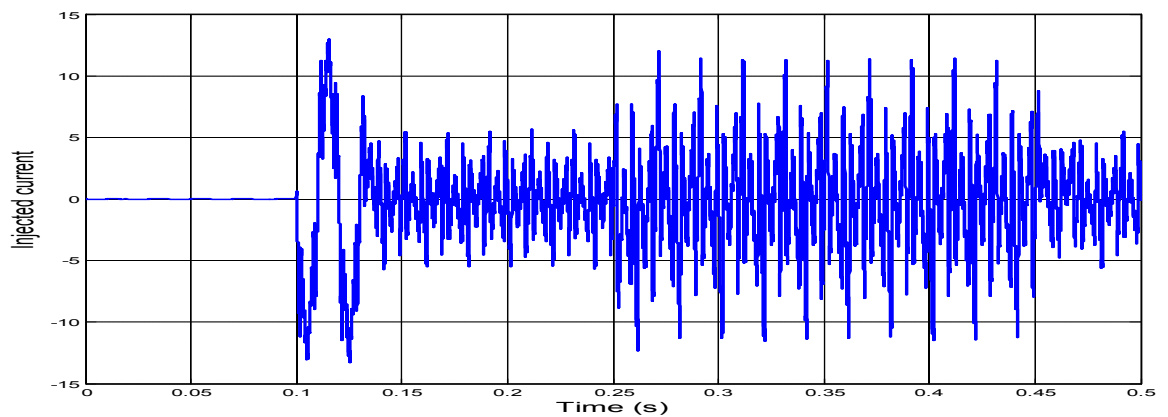
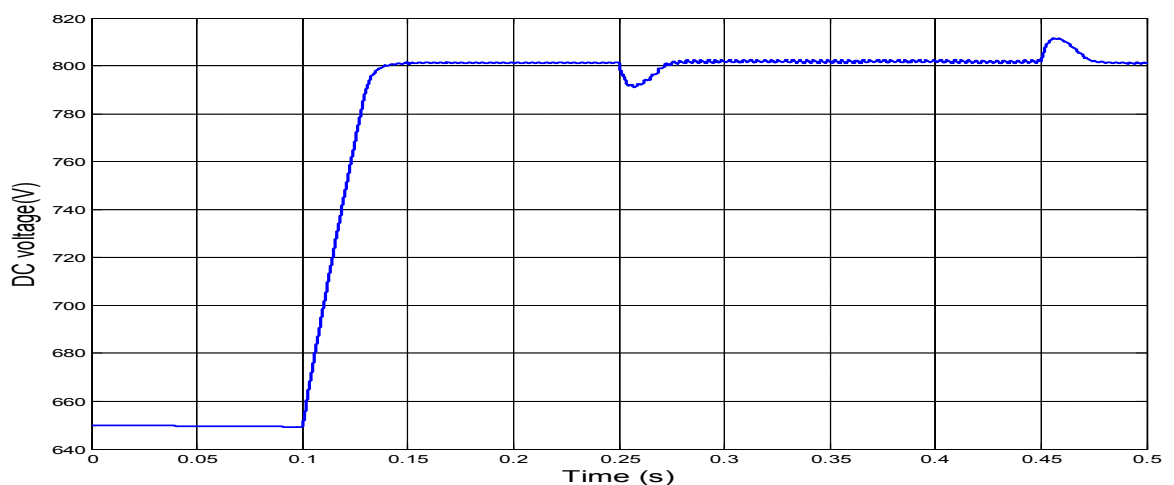


Fig. II-70 Tension de phase et entre lignes en utilisant un contrôleur MLPNN

Afin de mieux voir la réponse dynamique du FAP, une variation brusque dans la charge (100% à 50%) est introduite entre les instants $t_1=0.25$ s et $t_2=0.45$ s. La Figure II-71 montre respectivement la forme du courant source $i_{sa}(A)$, du courant injecté par le FAP $i_{fa}(A)$ avant et après compensation. La tension du bus continue correspondante est représentée dans la Fig. II-72, enfin le courant et la tension source correspondante sont représentés dans la Fig. II-73.

(a) Courant source $i_{sa}(A)$ (b) Courant filtre $i_{fa}(A)$ **Fig. II-71** Courant source et courant filtre lors de la variation brusque de la charge**Fig. II-72** Tension du bus continue lors de la variation brusque de la charge entre $t_1=0.25$ s et $t_2=0.45$ s

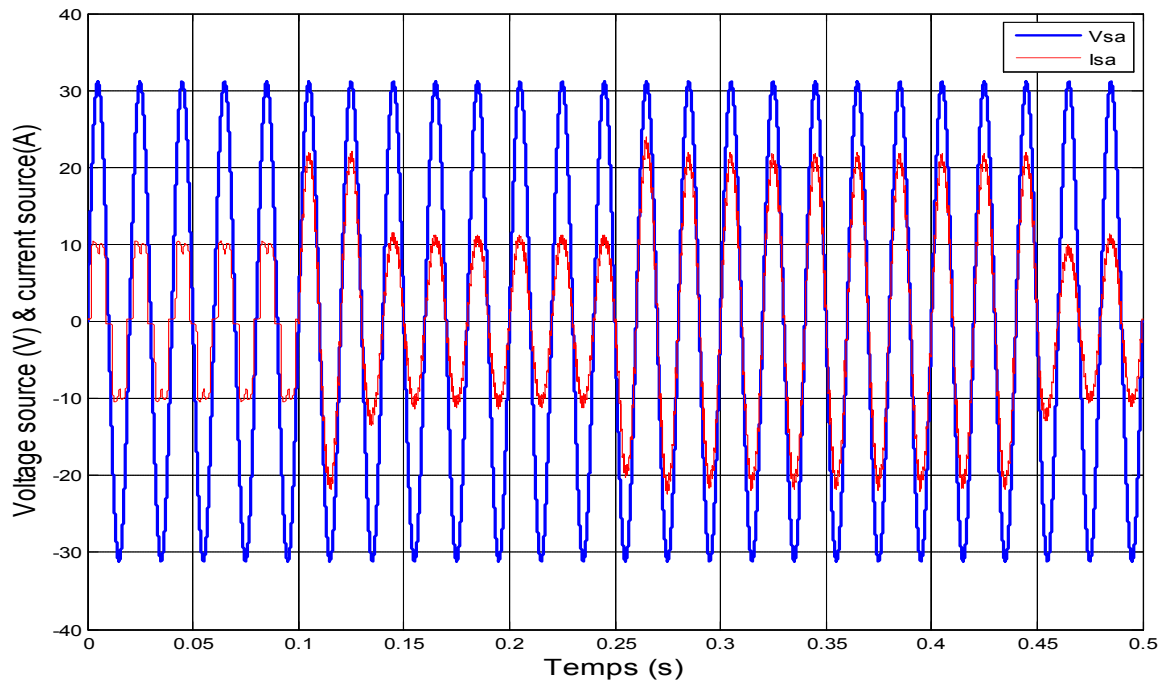


Fig. II-73 Courant et tension source ($V_{sa} = 0.1 v_{sa}$) avant et après compensation lors de la variation brusque de la charge entre $t_1=0.25s$ et $t_2=0.45s$ ($V_{sa}(V) = 0.1 v_{sa}(V)$)

En visualisant la Fig. II-60 et la Fig. II-64, nous pouvons conclure que les modèles de simulation de FAPs proposés à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) utilisant des contrôleurs intelligents permettent d'obtenir des résultats satisfaisants. Les performances en termes d'élimination des harmoniques pour le contrôleur FLC sont plus meilleures que celle obtenus avec un contrôleur MLPNN. En effet, le THDi est largement réduit de 28,16% à 3,96% pour le contrôleur MLPNN et à 1,62% pour le contrôleur Flou. La stratégie de contrôle adoptée est celle de la détection synchrone des courants de référence, elle permet une bonne extraction des courants de référence. Le régulateur proportionnel intégral utilisé permet de maintenir la tension du bus continu constante et égale à sa valeur de référence ($U_{dc-ref}=800V$). La stabilisation du courant source est obtenue après 0,03 s dans les deux cas. Pour les différents contrôleurs ; le courant source après compensation est sinusoïdal et en phase avec la tension de source correspondante (compensation de la puissance réactive). Le tableau (III-4) résume les performances de chaque système de contrôle (conventionnelle à hystérésis, à logique floue ou à base d'un MLPNN).

Contrôleur	Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)	
	Stratégie de contrôle SCDM	
Conventionnel	THDi%=28.16%	THDi%=4.32%
MLPNNs	THDi%=28.16%	THDi%=3.96%
Logique Floue	THDi%=28.16%	THDi%=1.62%

Tableau III-4 Performances de compensation des harmoniques de courante source d'un FAP à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) utilisant la stratégie SCDM

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes topologies d'un FAP triphasé à structure tension pouvant compenser les harmoniques de courant générés par des charges non-linéaires, connectées à un réseau électrique à trois fils. Nous avons ensuite présenté les différentes méthodes d'identification des courants de référence à savoir la méthode des puissances active et réactive instantanées, la méthode du référentiel lié au synchronisme et la méthode de détection synchrone des courants de référence. En ce qui concerne la poursuite des courants de référence nous avons rappelé les trois principales techniques largement utilisés qui sont, le contrôle par hystérésis à bande fixe ou variable (pour un fonctionnement à fréquence de commutation fixe) et le contrôle MLI.

Dans une deuxième partie nous avons étudié en détail et modélisé les deux configurations de FAP qui nous intéressent dans ce travail, la première à base du convertisseur de tension deux niveaux, la deuxième à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC). L'étude de la boucle de régulation de la tension côté continu pour chaque configuration nous a permis de faire le choix des paramètres du régulateur permettant le maintien de la tension aux bornes de la capacité de stockage constante et de limiter les ondulations qui ont une influence sur la qualité du filtrage particulièrement lorsque la tension d'alimentation est déséquilibrée ou riche en harmoniques.

La suite du travail a consisté aux travaux de simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem des différents modèles de FAP développés en fonction de la topologie du convertisseur utilisé, de la stratégie de contrôle adoptée et de la technique de contrôle des courants de référence appliquée. Pour chaque configuration une analyse et une évaluation des performances en régime permanent et dynamique est élaborée.

De nouvelles approches de commande en remplacement des contrôleurs conventionnelles à base des réseaux de neurones artificiels et la logique floue sont proposés pour les deux topologies de FAP étudiés. Ces contrôleurs sont de conception simple, évolutive et de mise en œuvre facile permettent de simplifier considérablement les schémas de contrôle classique.

Les résultats de simulation montrent que les différents modèles de FAPs proposés à base des deux stratégies de contrôle utilisées donnent des résultats très satisfaisants en matière de réduction du THDi. Les contrôleurs à hystérésis assurent parfaitement leur fonction mais leur utilisation devient plus complexe pour les topologies de FAP à base de convertisseurs multi-niveaux. Les contrôleurs à base des techniques d'intelligence artificielle permettent d'obtenir des résultats plus meilleurs. Les contrôleurs à base des réseaux de neurones dépendent largement de la base de donnée utilisée et sont de configuration figés comparés aux contrôleurs à base de la logique floue qui ont l'avantage d'être plus flexibles et acceptent la modification des règles ce qui offre de grandes possibilités en vue d'améliorer leur réponses.

CHAPITRE III

**Filtre Actif Série a Structure Tension: Topologies, Stratégies
de Contrôle & Commande**

III.1 Introduction

La qualité d'énergie dépend des charges et de leurs sensibilités aux variations de la tension. Les charges étant de plus en plus sophistiquées, les perturbations de tension deviennent très coûteuses pour les industriels en termes de perte de production, de frais de mains d'œuvres, de pertes en matières premières et d'avarie de matériels. Ce chapitre est consacré à l'étude détaillée du filtre actif de puissance série à structure tension connecté en série avec le réseau électrique [SAN00] [EXT03], [MEK07]. La première partie du chapitre décrit le principe de fonctionnement d'un FAS poursuivi des stratégies de contrôle permettant l'identification des tensions de compensation. La deuxième partie présente les deux configurations d'un FAS à base d'un convertisseur de tension deux et trois-niveaux (NPC). La troisième partie a pour objet l'élaboration du modèle mathématique du FAS et enfin la dernière partie est consacré aux travaux de simulation en utilisant des contrôleurs conventionnels et flous et ceci en vue de compenser les harmoniques de tension et des autres perturbations.

III.2 Principe de fonctionnement d'un Filtre Actif Série à structure Tension

Le filtre actif série est une solution pour protéger des charges sensibles contre les perturbations de tension du réseau électrique. Il s'insère entre le réseau perturbé et la charge à protéger par l'intermédiaire d'un transformateur d'injection de tension. Le schéma de principe d'un filtre actif série est donné par la Fig. III-1, il est composé principalement de deux blocs l'un de puissance l'autre de commande. Le bloc puissance est constitué le plus souvent d'un convertisseur de tension triphasé deux ou trois-niveaux (NPC), d'un système d'alimentation en tension continue, d'un filtre de sortie et de trois transformateurs monophasés d'injection de tension. Le bloc commande consiste en l'identification des tensions perturbatrices et du contrôle des tensions injectées au réseau.

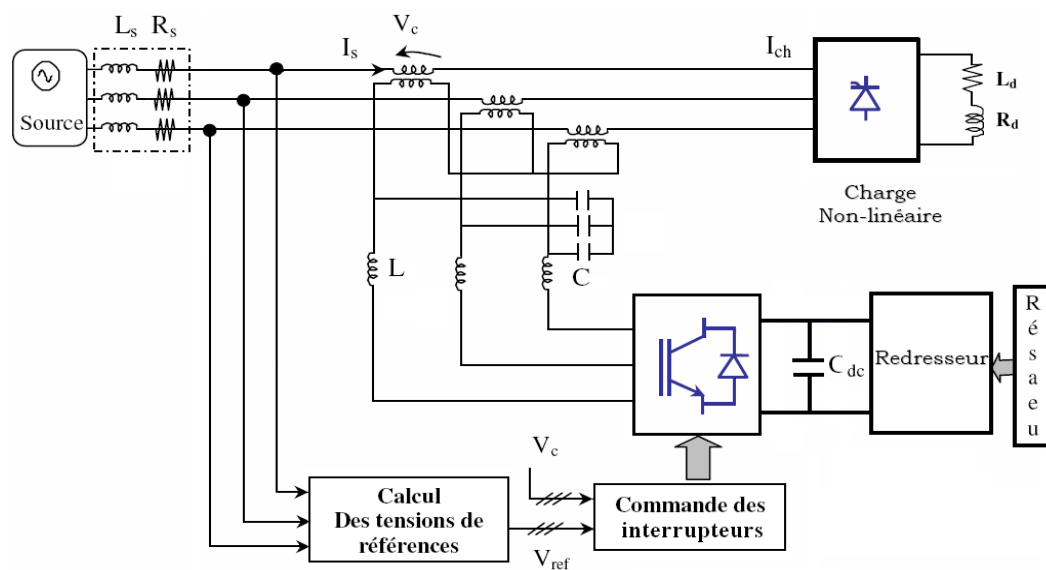


Fig. III-1 Schéma de principe d'un filtre actif série

III.3 Stratégies de contrôle d'un Filtre Actif Série à structure Tension

Afin d'identifier les tensions perturbatrices de la composante fondamentale directe de la tension du réseau électrique, plusieurs méthodes ont été étudiées [ALA02], [MEK07], [HAM09]. Parmi elles, les méthodes basées sur le calcul des composantes symétriques, méthodes basées sur le calcul des perturbations dans le repère (d,q) et les méthodes basées sur l'emploi d'un système à base d'une PLL. Dans cette partie, nous allons décrire les principales méthodes d'identification des tensions de compensation nécessaire au bon fonctionnement d'un filtre actif série.

III.3.1 Méthode basée sur le calcul des composantes symétriques

Cette méthode est basée sur le calcul des composantes symétriques de la tension du réseau électrique [ALA02], [MEK07], [SVE02], [CAM94]. Les tensions composées d'un réseau électrique en montage triangle sont données par l'équation suivante :

$$[V_{abc}] = [V_{ab} \quad V_{bc} \quad V_{ca}]^T \quad \text{III-1}$$

Ces tensions peuvent être décomposées en trois séquences positives (V_p) (appelées directes), négatives (V_n) (appelées inverses) et homopolaires (V_o), comme le décrit l'équation (III-2):

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad \text{III-2}$$

$$\alpha = e^{j120^\circ}$$

Considérant que le réseau étudié est composé de trois fils, les composantes homopolaires V_o deviennent nulles. Afin de calculer la composante négative, le premier paramètre de compensation doit être défini. Il s'agit du facteur négatif U_n , appelé aussi taux inverse, qui est le rapport entre les composantes négative et positive de tension :

$$U_n = \frac{V_n}{V_p} \quad \text{III-3}$$

Afin de calculer la composante positive nécessaire pour réguler la tension de la charge à protéger, le deuxième paramètre de compensation doit être défini. Il s'agit du facteur d'amplitude M_p qui est le rapport entre la composante positive et la tension de référence V_{d-des} :

$$M_p = \frac{V_p}{V_{d-des}} \quad \text{III-4}$$

Les tensions composées nécessaires pour compenser les tensions négatives sont :

$$\begin{aligned} [U_c] &= -V_n \cdot [T_n] \\ [T_n] &= [1 \quad \alpha \quad \alpha^2]^T \end{aligned} \quad \text{III-5}$$

En reportant les valeurs de V_n et V_p des équations (III-3) et (III-4) dans l'expression (III-5), on obtient:

$$[U_c] = -U_n \cdot M_p [T_n] \quad \text{III-6}$$

Les tensions négatives simples ($V_{n1,2,3}$) peuvent être obtenues par l'équation suivante :

$$[V_{n1,2,3}] = \frac{U_c}{1-\alpha} = -U_n \cdot M_p \cdot \frac{[T_n]}{1-\alpha} \quad \text{III-7}$$

Les tensions composées nécessaires pour réguler la tension de la charge afin d'obtenir une amplitude V_d -des (tensions de référence) s'obtiennent par :

$$\begin{aligned} [M_c] &= -V_p [T_p] \\ [T_p] &= V_p [1 \quad \alpha^2 \quad \alpha]^T \end{aligned} \quad \text{III-8}$$

En reportant la relation (III-4) dans (III-8), on trouve :

$$[M_c] = (1 - M_p) [T_p] \quad \text{III-9}$$

Les tensions positives simples $V_{p1,2,3}$ peuvent être obtenues par l'équation suivante :

$$[V_{p1,2,3}] = \frac{M_p}{1-\alpha^2} = \frac{(1-M_p)}{1-\alpha^2} \cdot [T_p] \quad \text{III-10}$$

A partir des équations (III-7) et (III-10), on obtient les tensions nécessaires pour réguler et compenser le déséquilibre de tension de la charge à protéger :

$$\begin{aligned} [V_{ref\ 1,2,3}] &= [V_{n1,2,3}] + [V_{p1,2,3}] \\ [V_{ref\ 1,2,3}] &= \frac{[T_p]}{1-\alpha^2} - M_p \cdot \left(\frac{[T_p]}{1-\alpha^2} + U_n \frac{[T_n]}{1-\alpha} \right) \end{aligned} \quad \text{III-11}$$

Cette méthode permet la compensation des composantes inverse et directe d'une tension déséquilibre, mais ne permet pas la compensation de la composante homopolaire ni les harmoniques [ALA02], [MEK07].

III.3.2 Méthode basée sur le calcul des perturbations dans le repère (d-q)

Cette méthode utilise la décomposition des tensions perturbatrices en séquences positive V_p , négative V_n , et homopolaire V_o . En passant par la transformation de Park nous obtenons pour chaque composante symétrique des valeurs constantes $V_{p(d,q-mes)}$, $V_{n(d,q-mes)}$, $V_{o(d,q-mes)}$ [ALA02], [SAN00], [MEK07]. En fixant les composantes désirées dans le repère direct et en quadrature aux grandeurs ($V_{p(d-des)}$, $V_{p(q-des)}$) pour la composante positive, aux grandeurs ($V_{n(d-des)}$, $V_{n(q-des)}$) pour la composante négative, et aux grandeurs ($V_{o(d-des)}$, $V_{o(q-des)}$) pour la composante homopolaire, les tensions de référence dans le repère de Park sont déterminées de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
V_{d-ref}^p &= V_{d-des}^p - V_{d-mes}^p \\
V_{q-ref}^p &= V_{q-des}^p - V_{q-mes}^p \\
V_{d-ref}^n &= V_{d-des}^n - V_{d-mes}^n \\
V_{q-ref}^n &= V_{q-des}^n - V_{q-mes}^n \\
V_{d-ref}^o &= V_{d-des}^o - V_{d-mes}^o \\
V_{q-ref}^o &= V_{q-des}^o - V_{q-mes}^o
\end{aligned}
\tag{III-12}$$

Les tensions perturbatrices (tensions de référence) triphasées sont ensuite calculées grâce à la transformation suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{ref1} \\ V_{ref2} \\ V_{ref3} \end{pmatrix} = C_{23}.P(\omega, t) \cdot \begin{pmatrix} V_{d-ref}^p \\ V_{d-ref}^p \end{pmatrix} + C_{23}.P(-\omega, t) \cdot \begin{pmatrix} V_{d-ref}^n \\ V_{d-ref}^n \end{pmatrix}
\tag{III-13}$$

$$P(\omega, t) = \begin{pmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{pmatrix}$$

Avec C_{23} la transformation de Concordia inverse.

Cette méthode se complique en présence des composantes harmoniques, car il faut appliquer la transformation de Park directe et inverse pour chaque fréquence et procéder au filtrage des signaux à fréquence autre que celle de la transformation de Park. A cela nous ajoutons le fait que ces méthodes ont besoin d'une très bonne connaissance de la tension du réseau et qu'elles pourraient occasionner un surdimensionnement du filtre actif série, s'il n'y avait pas de conservation de l'angle de la composante directe de tension lors de la régulation de la tension de la charge.

III.3.3 Méthodes des puissances active et réactive instantanées (PQ)

Deux stratégies peuvent être utilisées pour l'identification des tensions perturbatrices en utilisant la théorie des puissances actives et réactives instantanées. La première approche peut être formulée de la façon suivante [HAM07], [HAI07], [CHE11-9], [CHE12-1], [CHE12-3]:

Admettons que la tension source est triphasé symétrique et polluée, nous avons :

$$\begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_n \sin\left[(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \theta_n\right] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}U_n \sin\left[(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \theta_n\right] \end{bmatrix}
\tag{III-14}$$

Ou U_n et θ_n sont respectivement la valeur de la tension efficace et l'angle de phase initiale de chaque tension pour les différents ordres, n est l'ordre de l'harmonique.

Lorsque $n=1$, nous avons une source de tension triphasé fondamentale:

$$\begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \theta_1) \\ \sqrt{2}U_1 \sin\left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \theta_1\right] \\ \sqrt{2}U_1 \sin\left[\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \theta_1\right] \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

La transformation de l'équation (III-14) au repère de référence (α - β) donne l'équation (III-16):

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \mp U_n \sin(n\omega t + \theta_n) \end{bmatrix} \quad \text{III-16}$$

Avec:

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \text{III-17}$$

Les trois courants de phase (fondamentale positive) sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{III-18}$$

La transformation de l'équation (III-18) au repère de référence (α - β) est donné par:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{III-19}$$

En faisant appel à la théorie des puissances active et réactive instantanées [AKA83], [REY96], [BEN04]:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III-20}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} U_1 \cos \theta_1 - \sum_{n=1}^{\infty} U_{3n+1} \cos(3n\omega t + \theta_{3n+1}) + \sum_{n=1}^{\infty} U_{3n+1} \cos(3n\omega t + \theta_{3n+1}) \\ U_1 \sin \theta_1 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{3n+1} \sin(3n\omega t + \theta_{3n+1}) + \sum_{n=1}^{\infty} U_{3n+1} \sin(3n\omega t + \theta_{3n+1}) \end{bmatrix} \quad \text{III-21}$$

Ou les composantes DC et AC sont incluses:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{III-22}$$

En faisant passer p et q à travers des filtres passe-bas (FPB), la composante continue est donné par:

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} U_1 \cos(\theta_1) \\ U_1 \sin(\theta_1) \end{bmatrix} \quad \text{III-23}$$

En utilisant l'équation (III-22), la transformation est réalisée:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III-24}$$

Les composantes DC de p et q sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha f} & u_{\beta f} \\ u_{\beta f} & -u_{\alpha f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha f} \\ u_{\beta f} \end{bmatrix} \quad \text{III-25}$$

Les tensions fondamentales dans le référentiel (α - β) sont donné par:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha f} \\ u_{\beta f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad \text{III-26}$$

Finalement les tensions fondamentale triphasés sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{saf} \\ U_{sbf} \\ U_{scf} \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} u_{\alpha f} \\ u_{\beta f} \end{bmatrix} = \sqrt{2} U_1 \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta_1) \\ \sin(\omega t + \theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{III-27}$$

Avec:

$$C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III-28}$$

Le schéma de principe permettant l'identification des tensions perturbatrices basée sur la méthode des puissances active et réactive est donnée par la Fig. III-2.

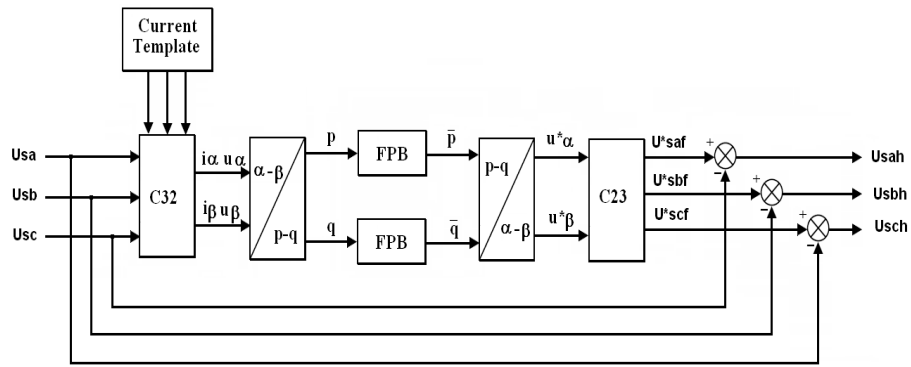


Fig. III-2 Identification des tensions perturbatrices

La deuxième approche consiste en la transformation des tensions instantanées triphasés de charge U_{cha} , U_{chb} , U_{chc} et des courants i_{cha} , i_{chb} , i_{chc} en coordonné biphasé ($\alpha-\beta$), deux tensions de phase u_α , u_β et deux courants de phase i_α , i_β sont respectivement obtenus:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{cha} \\ U_{chb} \\ U_{chc} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} U_{cha} \\ U_{chb} \\ U_{chc} \end{bmatrix} \tag{III-29}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \tag{III-30}$$

Avec C_{32} est la matrice permettant de transformer un système triphasé (abc) en un système biphasé ($\alpha-\beta$).

Dans le plan ($\alpha-\beta$), \vec{u} peut être décomposé en \vec{u}_α et \vec{u}_β de même que pour le courant \vec{i} , il peut être décomposé en \vec{i}_α et \vec{i}_β :

$$\begin{aligned} \vec{u} &= \vec{u}_\alpha + \vec{u}_\beta \\ \vec{i} &= \vec{i}_\alpha + \vec{i}_\beta \end{aligned} \tag{III-31}$$

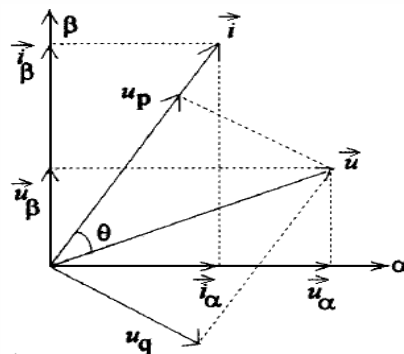


Fig. III-3 Diagramme vectoriel des tensions et des courants

Ou u et i sont les modules des vecteurs \vec{u} et \vec{i} respectivement et θ est l'angle entre \vec{u} et \vec{i} .

Assumons que u_p est la projection de \vec{u} dans la direction de \vec{i} et u_q est la projection de \vec{u} dans la direction orthogonale de \vec{i} , les expressions de u_p et u_q sont données par :

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{lu} \\ U_{lv} \\ U_{lw} \end{bmatrix} \quad \text{III-32}$$

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} = C_{pq} C_{32} \begin{bmatrix} U_{lu} \\ U_{lv} \\ U_{lw} \end{bmatrix}$$

Avec :

C_{pq} est la transformation matricielle permettant la conversion des tensions de phase u_α et u_β en u_p et u_q . U_{cha} , U_{chb} and U_{chc} sont les tensions de charge triphasées.

Lorsque les tensions U_{cha} , U_{chb} and U_{chc} sont asymétriques ou riche en harmoniques, les composantes respective $\overline{u_p}$ et $\overline{u_q}$ dans u_p et u_q correspondent à la séquence positive fondamentales active et réactive des tensions de phase triphasées et les composantes alternatifs correspondent aux composantes harmoniques dans les trois tensions de phase.

Alors, les composantes fondamentales U_{chaf} , U_{chbf} et U_{chcf} peuvent être obtenues par la transformation inverse [CHE12-2]:

$$\begin{bmatrix} U_{chaf} \\ U_{chbf} \\ U_{chcf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{u_p} \\ \overline{u_q} \end{bmatrix} \quad \text{III-33}$$

$$\begin{bmatrix} U_{chaf} \\ U_{chbf} \\ U_{chcf} \end{bmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \overline{u_p} \\ \overline{u_q} \end{bmatrix}$$

Ou C_{pq}^{-1} est la matrice inverse de C_{pq} . Cependant les composantes harmoniques de compensation peuvent être calculées selon:

$$\begin{bmatrix} U_{ca} \\ U_{cb} \\ U_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{cha} \\ U_{chb} \\ U_{chc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{chaf} \\ U_{chbf} \\ U_{chcf} \end{bmatrix} \quad \text{III-34}$$

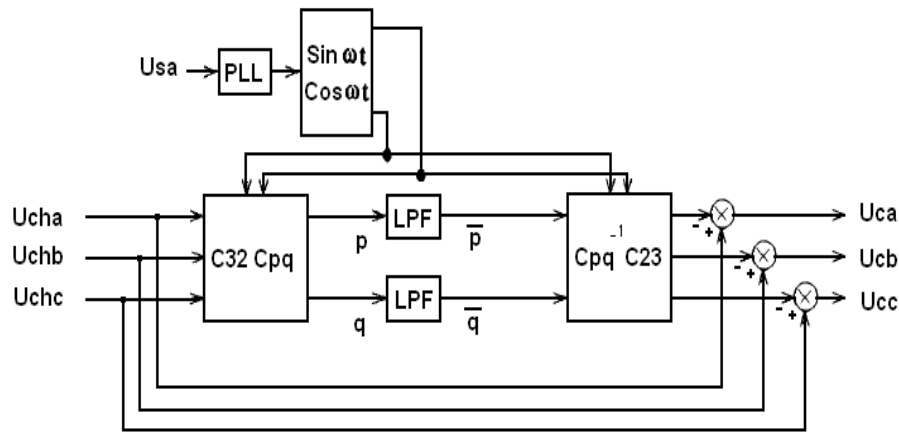


Fig. III-4 Tension de référence de compensation utilisant la méthode PQ

III.4 Filtre Actif Série à structure Tension à deux et à trois-niveaux (NPC)

III.4.1 Filtre actif série à structure tension deux niveaux

Le schéma de principe d'un filtre actif série à base d'un convertisseur de tension deux niveaux est donné par la Fig. III-5, le FAS est inséré entre la source de tension perturbée et la charge à protéger. Il est composé de la source de tension triphasé, d'un filtre de sortie LfCf afin de supprimer les ondulations de commutation et de trois transformateurs permettant d'injecter les tensions compensatrices au réseau [CHE11-9], [CHE12-2].

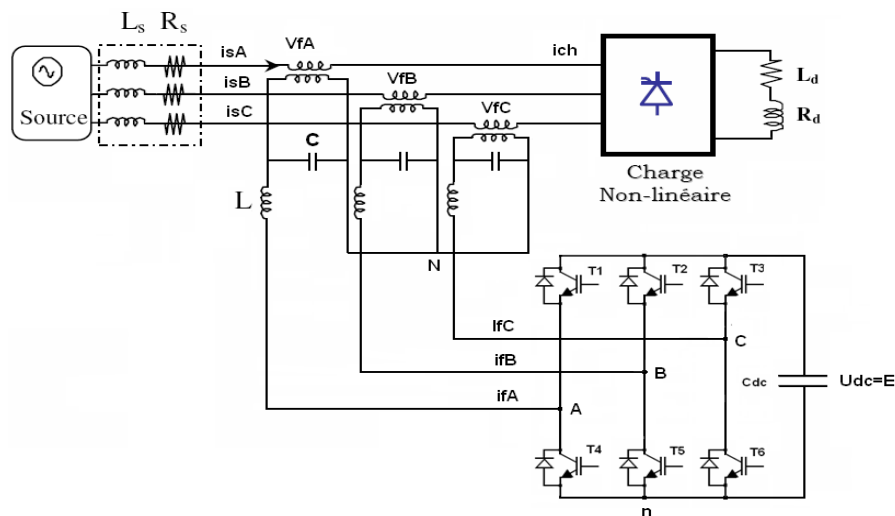


Fig. III-5 Schéma de principe d'un filtre actif série-convertisseur de tension deux niveaux

III.4.2 Modèle mathématique du FAS à structure tension deux niveaux

Le modèle mathématique du filtre actif série est basé sur les équations électriques qui gouvernent son fonctionnement. Il dépend des variables d'état tel que le courant dans l'inductance L du filtre, la tension aux bornes de la Capacité C et la tension DC aux bornes condensateur de filtrage Cdc [HAD03]. En choisissons un rapport de transformation 1 :1, les équations électriques peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_{f.A}}{dt} &= v_{f.A} - v_{AN} \\
 L \frac{di_{f.B}}{dt} &= v_{f.B} - v_{BN} \\
 L \frac{di_{f.C}}{dt} &= v_{f.C} - v_{CN}
 \end{aligned}
 \tag{III-35}$$

$$\begin{aligned}
 C \frac{dv_{f.A}}{dt} &= i_{s.A} - i_{f.A} \\
 C \frac{dv_{f.B}}{dt} &= i_{s.B} - i_{f.B} \\
 C \frac{dv_{f.C}}{dt} &= i_{s.C} - i_{f.C}
 \end{aligned}
 \tag{III-36}$$

$$i = C_{dc} \frac{dE}{dt} = d_1 i_{f.A} + d_2 i_{f.B} + d_3 i_{f.C}$$

Avec $i_{f.A.B.C}$ sont les courant traversant les inductances du FAS, et $i_{s.A.B.C}$ représente les courants principaux coté primaire du FAS. D'autre part :

$$\begin{aligned}
 v_{AN} &= d_1 E \\
 v_{BN} &= d_2 E \\
 v_{CN} &= d_3 E
 \end{aligned}
 \tag{III-37}$$

$$v_{nN} = -\frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN})$$

Ce qui conduit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_{AN} &= v_{An} + v_{nN} = \frac{2}{3}v_{An} - \frac{1}{3}v_{Bn} - \frac{1}{3}v_{Cn} \\
 v_{BN} &= v_{Bn} + v_{nN} = -\frac{1}{3}v_{An} + \frac{2}{3}v_{Bn} - \frac{1}{3}v_{Cn} \\
 v_{CN} &= v_{Cn} + v_{nN} = -\frac{1}{3}v_{An} - \frac{1}{3}v_{Bn} + \frac{2}{3}v_{Cn}
 \end{aligned}
 \tag{III-38}$$

Ou « N » représente le point neutre principal et « n » nœud commun.

Cependant, le système peut être représenté comme suit :

$$\begin{aligned}
 L \frac{d\overline{i}_f}{dt} &= \overline{v}_f - T \overline{d} E \\
 C \frac{d\overline{v}_f}{dt} &= \overline{i}_s - \overline{i}_f \\
 C_{dc} \frac{dE}{dt} &= \overline{d}^T \overline{i}_f
 \end{aligned}
 \tag{III-39}$$

Avec :

$$\bar{i}_f = \begin{bmatrix} i_{f.A} \\ i_{f.B} \\ i_{f.C} \end{bmatrix}, \quad \bar{v}_f = \begin{bmatrix} v_{f.A} \\ v_{f.B} \\ v_{f.C} \end{bmatrix}, \quad \bar{d} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}, \quad \bar{i}_s = \begin{bmatrix} i_{s.A} \\ i_{s.B} \\ i_{s.C} \end{bmatrix}, \quad T = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}$$

Pour réduire l'ordre du système et le nombre des équations électriques, on utilise la transformation matricielle de Park :

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega_o t) & -\cos(\omega_o t) & 0 \\ \cos(\omega_o t) & \sin(\omega_o t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 3/2 & 3/2 & 3/2 \end{bmatrix} \quad \text{III-40}$$

Où ω_o est la fréquence angulaire principale. Cette transformation permet d'exprimer les équations décrivant notre système dans le référentiel (d,q,o). Les variables du système deviennent :

$$\begin{aligned} \bar{i}_s &= \begin{bmatrix} i_{s.d} & i_{s.q} & i_{s.o} \end{bmatrix}^T = K \bar{i}_s \\ \bar{i}_f &= \begin{bmatrix} i_{f.d} & i_{f.q} & i_{f.o} \end{bmatrix}^T = K \bar{i}_f \\ \bar{v}_f &= \begin{bmatrix} v_{f.d} & v_{f.q} & v_{f.o} \end{bmatrix}^T = K \bar{v}_f \\ \bar{d} &= \begin{bmatrix} d_d & d_q & d_o \end{bmatrix}^T = K \bar{d} \end{aligned} \quad \text{III-41}$$

Le système (III-39) devient alors:

$$\begin{aligned} L \frac{di_{f.d}}{dt} &= v_{f.d} + L\omega_o i_{f.q} - d_d E \\ L \frac{di_{f.q}}{dt} &= v_{f.q} - L\omega_o i_{f.d} - d_q E \\ L \frac{di_{f.o}}{dt} &= v_{f.o} \end{aligned} \quad \text{III-42}$$

$$\begin{aligned} C \frac{dv_{f.d}}{dt} &= C.\omega_o v_{f.q} - i_{f.d} + i_{s.d} \\ C \frac{dv_{f.q}}{dt} &= -C.\omega_o v_{f.d} - i_{f.q} + i_{s.q} \\ C \frac{dv_{f.o}}{dt} &= i_{s.o} - i_{f.o} \end{aligned} \quad \text{III-43}$$

$$C_{dc} \frac{dE}{dt} = \frac{3}{2} (d_d i_{f.d} + d_q i_{f.q}) + \frac{1}{3} d_o i_{f.o} \quad \text{III-44}$$

Pour déduire le modèle d'état du système on considère que les variables de la séquence zéro sont nulles. La variable d'état x incluant les variables d'état réduit du filtre série est définie comme suit :

$$x = \begin{bmatrix} i_{f.d} & i_{f.q} & v_{f.d} & v_{f.q} & E \end{bmatrix}^T$$

Ainsi le système peut être représenté sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f,d} \\ i_{f,q} \\ v_{f,d} \\ v_{f,q} \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_o & \frac{1}{L} & 0 & -\frac{d_d}{L} \\ -\omega_o & 0 & 0 & \frac{1}{L} & -\frac{d_q}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega_o & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & -\omega_o & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} \frac{d_d}{C_{dc}} & \frac{3}{2} \frac{d_q}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f,d} \\ i_{f,q} \\ v_{f,d} \\ v_{f,q} \\ E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \end{bmatrix} \quad \text{III-45}$$

III.4.3 Filtre actif série à structure tension trois-niveaux (NPC)

L'inconvénient des topologies deux niveaux est la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension [ROD02], [CHE12-1], [CHE12-2], afin de contourner ce problème plusieurs travaux de recherche ont été élaborés en utilisant la topologie trois-niveaux (NPC) dont la commande est plus ou moins facile comparé aux autres structures multi-niveaux [LIN04] ou multicellulaires [DEF08].

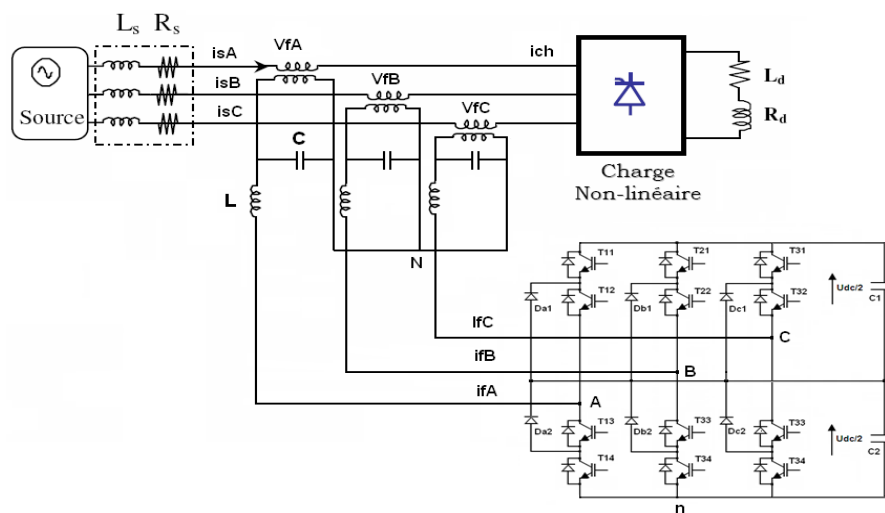


Fig. III-6 Schéma de principe d'un filtre actif série-convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

III.4.4 Transformateur d'injection

Les transformateurs d'injection de tension permettent d'injecter en série avec le réseau électrique et avec le taux de transformation souhaité la tension produite par le convertisseur. Grâce à leurs caractéristiques magnétiques de saturation ces transformateurs contribuent à la protection du filtre actif série contre les défauts côté charge [MOR99]. Les désavantages de l'emploi de ces transformateurs sont leurs coûts élevés et la chute de tension occasionnée par leurs inductances de

fuite (L_t, R_t) pour les systèmes de grande puissance. Le choix d'un filtre actif série sans transformateur d'injection nécessite l'emploi de trois onduleurs de tension monophasés avec trois sources continues indépendantes, cette solution augmentant l'énergie nécessaire pour compenser les mêmes creux de tension.

Pour notre cas, trois transformateurs d'injection de tension seront utilisés avec un taux de transformation unitaire. Ces transformateurs doivent être capables à supporter le courant de la charge à protéger et la tension maximale injectée au réseau électrique.

III.4.5 Filtre de sortie L_f, C_f

Le filtre de sortie d'un filtre actif série est généralement un filtre passif du deuxième ordre (L_f, C_f), il est placé à la sortie du convertisseur afin d'atténuer les ondulations à hautes fréquences dues à la commutation et à l'obtention d'une tension de compensation de meilleure qualité [MEK07], [TOU99]. Ce filtre peut être raccordé de part et d'autre du transformateur de couplage, soit du côté convertisseur ou bien du côté ligne [ZHA01]. La relation liant la valeur d'inductance et de la capacité à la fréquence de coupure est donnée par:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{fs}C_{fs}}} \quad \text{III-46}$$

Du point de vue de l'atténuation des harmoniques de découpage on pourrait choisir n'importe quelle combinaison des valeurs dont le produit respecte la valeur précédente. Cependant ce choix a des conséquences importantes sur le niveau de tension de sortie et sur le dimensionnement en puissance du convertisseur. D'un point de vue de la tension de sortie l'intérêt est de choisir une valeur d'inductance la plus réduite possible de façon à limiter au maximum les chutes de tensions produites dans cette dernière. La fréquence fondamentale du système pour un fonctionnement normale est de 50 Hz, le rejet des hautes fréquences peut être obtenu pour une fréquence de résonance de 500 Hz [ALA02], [MEK07], [BUL09]. Si nous fixons la valeur de L_f à 10 mH, la valeur correspondante du condensateur C_f est de 10 μF .

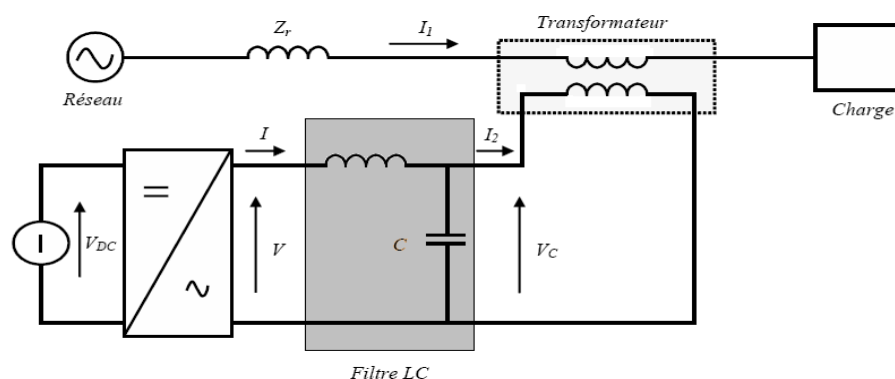


Fig. III-7 Compensateur série avec filtre passe-bas LC

III.4.6 Système de stockage de la tension continue

Les creux de tension sont l'une des perturbations les plus rencontrés dans les réseaux électriques, des mesures effectuées indiquent que 92% de tous les événements correspondant à des creux ne dépassent pas 40% à 50% de la tension nominale et que la plupart dure moins de 02 secondes. Les interruptions longues de 02 à 10 minutes sont par contre rares et représentent environ 4% des événements [BRU01]. La capacité de compensation d'un creux est donc limitée par son circuit de stockage, différentes systèmes sont envisageables [ALA02], [KHO06] :

- une alimentation DC à base d'un pont redresseur à diodes, triphasé ou monophasé, inclus dans la structure, le pont redresseur étant alimenté par le réseau électrique, chaque condensateur aura la valeur crête de la tension simple du réseau. Ce montage prévoit des valeurs élevées des capacités de stockage pour assurer, dans le cas d'un réseau perturbé, un faible taux d'ondulation aux bornes des condensateurs. Il faut également s'assurer, dans ce cas, du dimensionnement en courant des diodes du pont redresseur,
- un système DC indépendant à base des batteries alimentant les condensateurs de stockage d'énergie [KHO06]. Cette solution assure au filtre actif série une durée d'autonomie assez large avec une tension de sortie relativement stable pendant la décharge,
- pour les cas des filtres actifs de puissance élevée et de tension continue relativement basse, l'utilisation des super-condensateurs ou des supraconducteurs peut être envisagée [ALA02].

Dans le cas d'une alimentation à base d'un redresseur à diodes triphasé, la chute de tension du condensateur pendant la période de décharge ne doit pas influencer la qualité de compensation du filtre actif série. Cela est possible si la différence entre la tension nominale (U_{dc-n}) et celle à la fin de la période de décharge (U_{dc-f}) est assez petite. Donc pour pouvoir compenser un creux de tension de profondeur $x\%$, la chute de tension aux bornes de chaque condensateur doit rester inférieure à $(1-x)\%$. Cela revient à dire qu'il faut assurer que la tension continue aux bornes du condensateur soit supérieure à la tension de référence (tensions perturbatrices identifiées). Le schéma de principe de la technique utilisant un redresseur à diode-condensateur est donné par la Fig. III-8.

Pour compenser un creux polyphasé de profondeur $x\%$ et de durée t , le compensateur doit fournir l'énergie suivante [ALA02]:

$$\Delta W = i \cdot \frac{P}{3} \cdot \frac{X}{100} \cdot \Delta t \quad \text{III-47}$$

P : Puissance totale absorbée par la charge,

i : le nombre de phases perturbées.

La variation d'énergie dans une capacité de stockage pendant la compensation du creux est égale à :

$$\frac{1}{2} C_{dc} (U_{dc-f}^2 - U_{dc-i}^2) \quad \text{III-48}$$

U_{dc-f} et U_{dc-i} sont respectivement les tensions aux bornes de chaque capacité à la fin et au début de période de décharge.

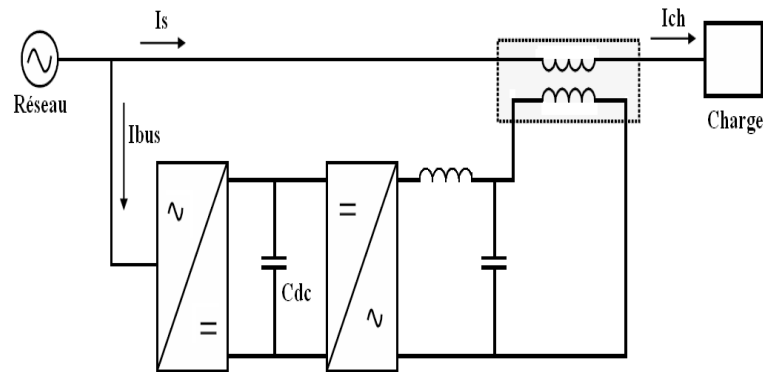


Fig. III-8 Schéma de principe d'un filtre actif série utilisant un redresseur à diode-condensateur

La technique de charge autonome proposée par [AWA02], [KHO06] permet de charger directement la capacité via le convertisseur lui-même. Le schéma de principe est représenté sur la Fig. III-9. Le fonctionnement du FAS peut être divisé en trois phases selon l'état des interrupteurs du convertisseur de puissance utilisé :

Mode repos (redresseur non contrôlé) : les interrupteurs de puissance sont bloqués et le convertisseur fonctionne en mode redresseur non-contrôlé, le condensateur se charge tant que $i_{charge} \neq 0$ jusqu'à la tension coté continu dépasse la valeur crête de la tension réseau. Lorsqu'un creux de tension est détecté, le mode de compensation est activé automatiquement. Les inconvénients de cette technique sont :

- Durant la phase de charge autonome du condensateur, aucune compensation n'est possible,
- La durée de la compensation du creux dépend de l'énergie stockée dans le condensateur, pour un creux de longue durée, cette technique ne donne pas de bon résultats.

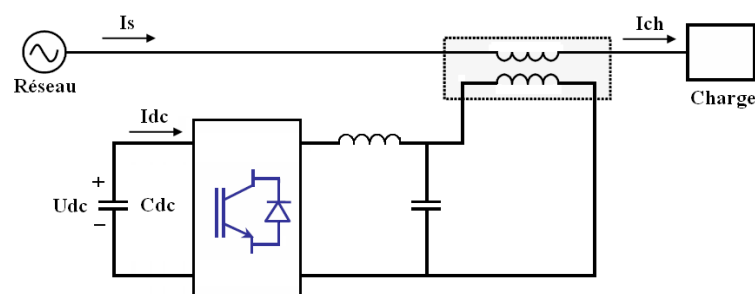


Fig. III-9 Schéma de principe d'un filtre actif série à mode de charge autonome

III.5 Simulation du fonctionnement d'un filtre actif série-charge non linéaire inductive

III.5.1 Filtre actif série à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

Le schéma du FAS à base d'un convertisseur de tension deux niveaux est donné par la Fig. III-10 [CHE12-05]. La stratégie de contrôle adopté pour l'identification des tensions compensatrices est

basée sur la méthode PQ, la commande du convertisseur est réalisée moyennant un contrôleur à hystérésis. La tension continue nécessaire à la compensation est obtenue en utilisant la technique de charge autonome.

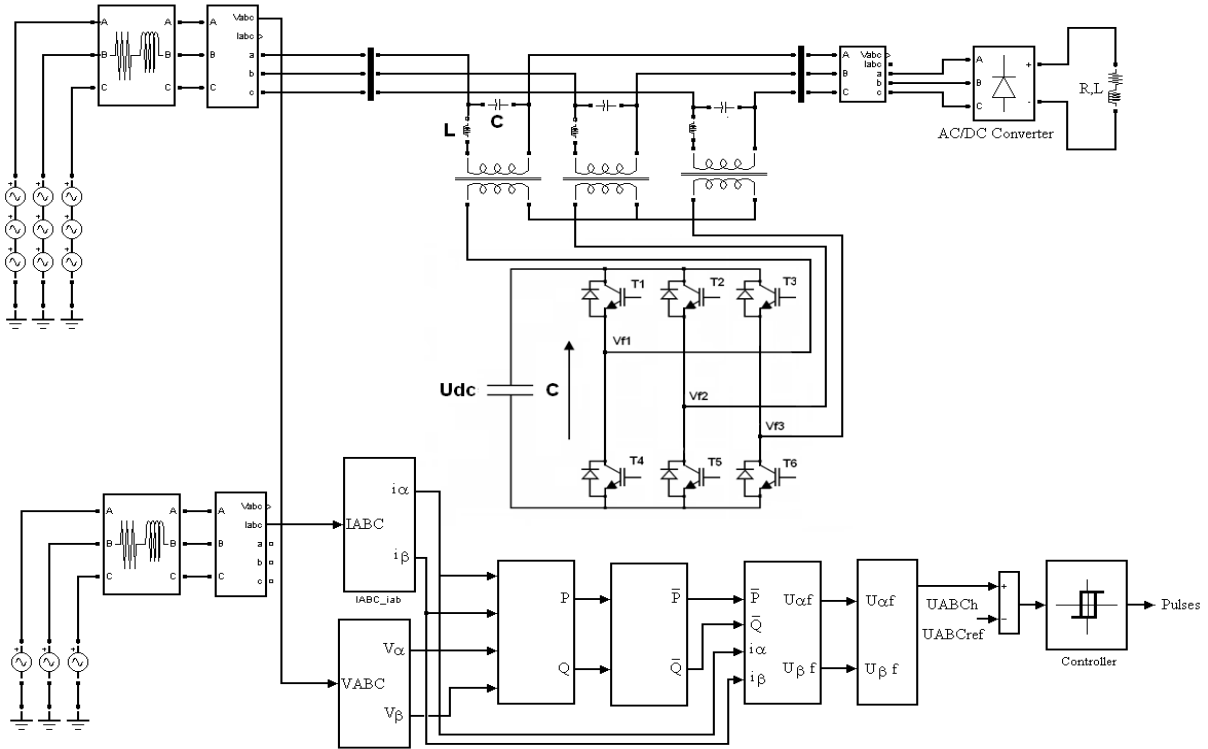


Fig. III-10 Bloc diagramme du FAS utilisant une stratégie de contrôle PQ(I) associé à un contrôleur à hystérésis à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

II.5.1.1 Compensation des harmoniques de tension

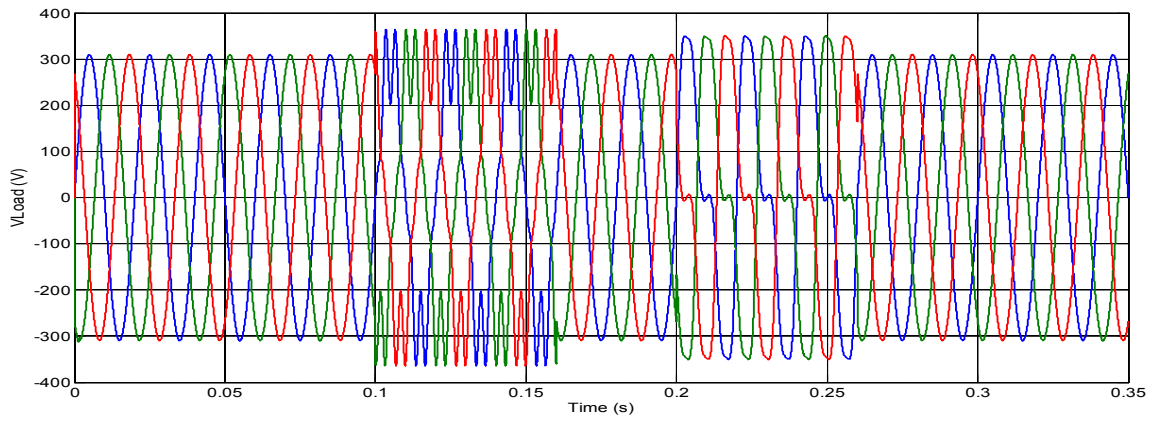
La Fig. III-11 montre le cas de la compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé en utilisant la méthode PQ. La première perturbation de tension harmonique est introduite entre $t_1 = 0.1\text{sec}$ et $t_2 = 0.16\text{sec}$, la deuxième perturbation est introduite entre $t_3 = 0.2\text{sec}$ et $t_4 = 0.26\text{sec}$. Pour le premier type d'harmoniques l'expression des trois tensions triphasées équilibrées déformées sont donnés par:

$$\begin{aligned}
 v_{sa} &= 311 \sin(\omega t) + 311/5 \sin(5\omega t) + 311/7 \sin(7\omega t) \\
 v_{sb} &= 311 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 311/5 \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 311/7 \sin(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_{sc} &= 311 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 311/5 \sin(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 311/7 \sin(7\omega t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{III-49}$$

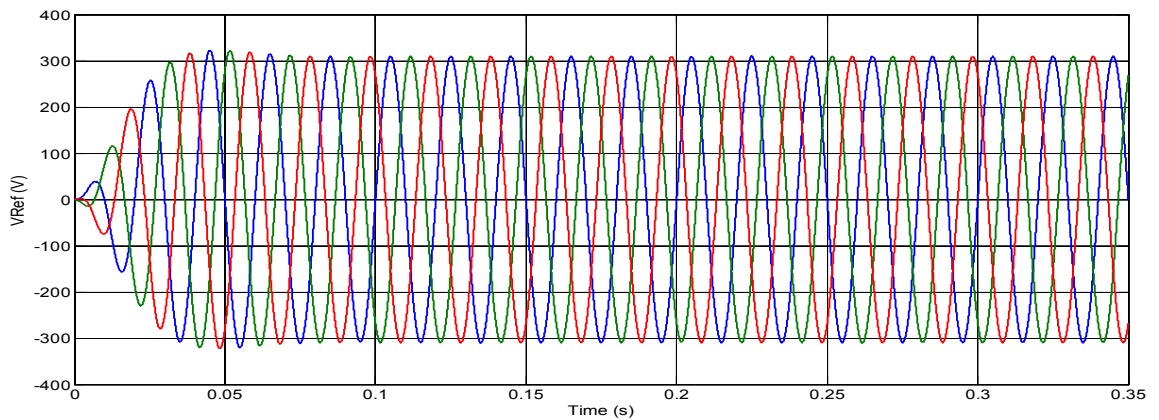
Pour la deuxième perturbation harmoniques, l'expression des trois tensions équilibrées déformées sont donné par :

$$\begin{aligned}
 v_{sa} &= 311 \sin(\omega t) + 141 \sin(2\omega t) + 35 \sin(4\omega t) + 14 \sin(5\omega t) \\
 v_{sb} &= 311 \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 141 \sin(2\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 35 \sin(4\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 14 \sin(5\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\
 v_{sc} &= 311 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 141 \sin(2\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 35 \sin(4\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 14 \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{III-50}$$

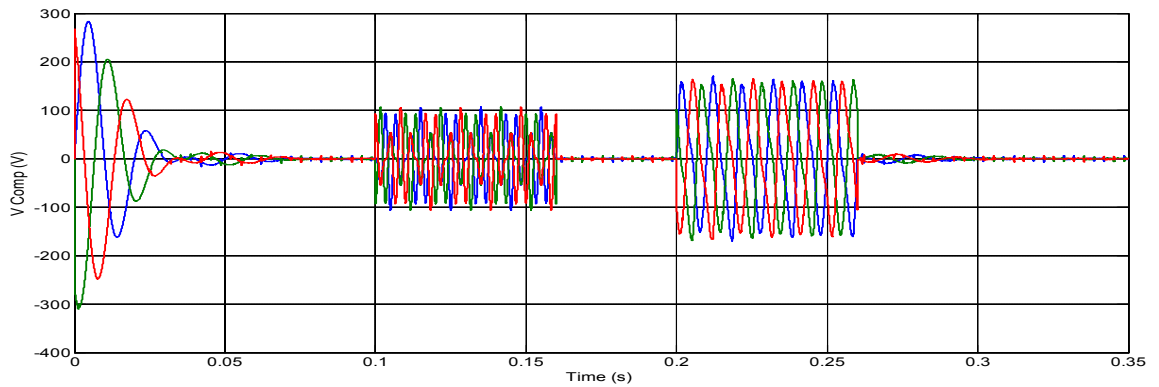
Les résultats de simulations en utilisant la première approche sont représentés par la Fig. III-11.



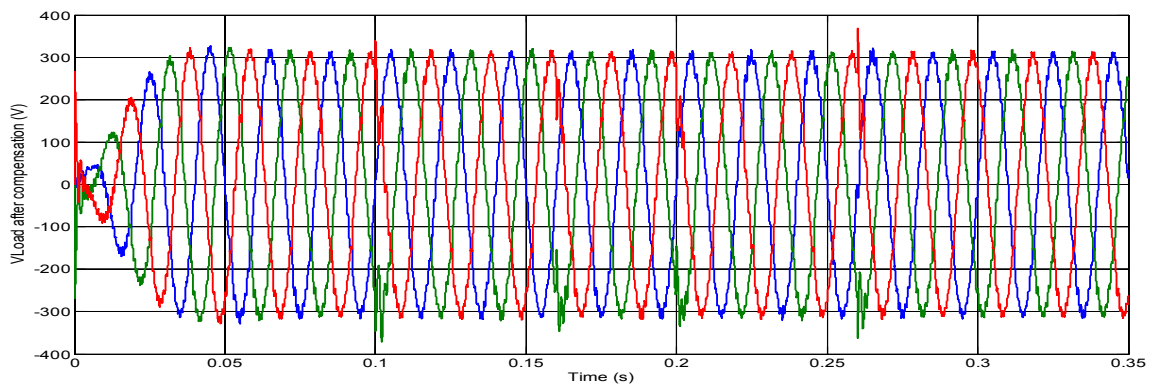
(a) Tension source



(b) Tensions de référence

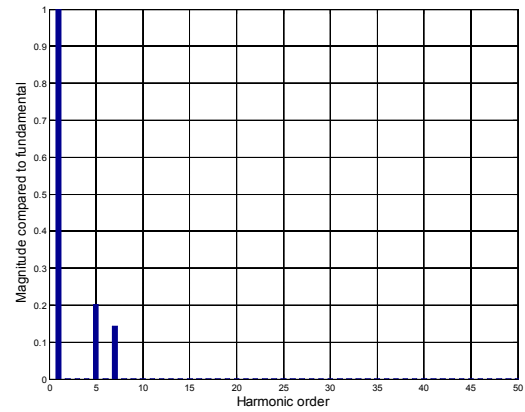
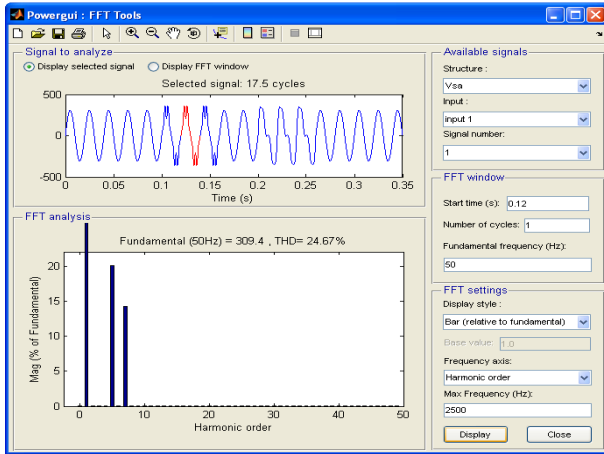


(c) Tensions de compensation

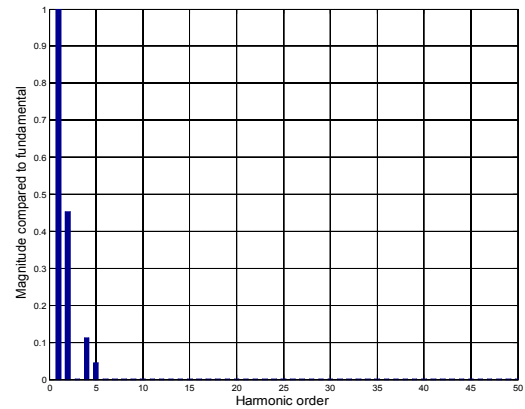
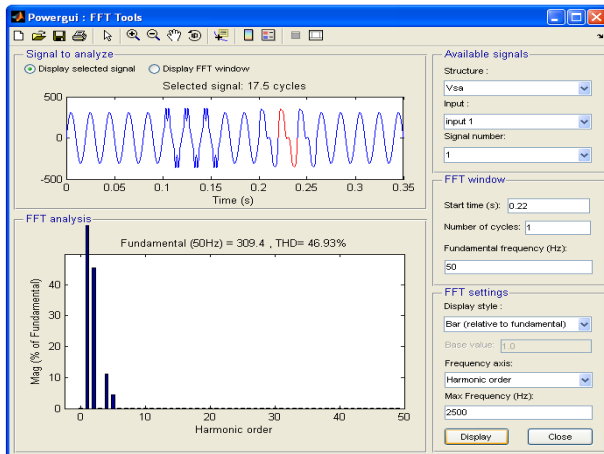


(d) Tensions appliquées à la charge

Fig. III-11 Compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé-Convertisseur de tension deux niveaux-Méthode PQ(I)

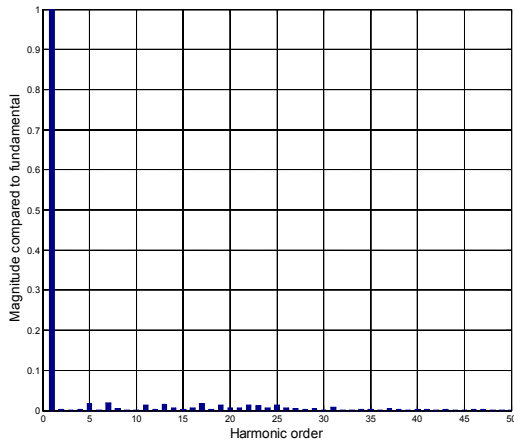


Sans FAS (THDv=24.67%)

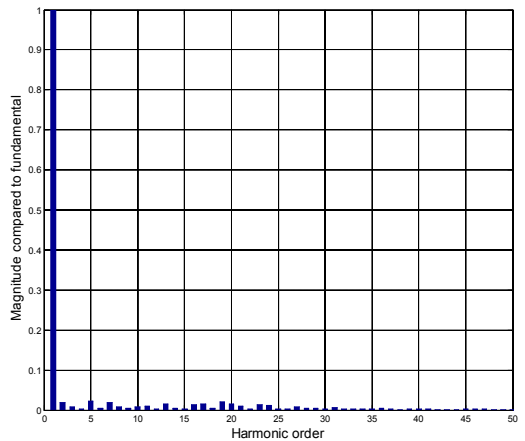


Sans FAS (THDv=46.93%)

Fig. III-12 Spectre harmoniques de la tension source



Avec FAS (THDv=5.16 %)



Avec FAS (THDv=6.15%)

Fig. III-13 Spectre des harmoniques de la tension de la charge

Les résultats de simulation obtenus montrent que la méthode PQ(I) passe par un transitoire de 0.04 sec avant stabilisation et permet la détection instantanée des perturbations harmoniques de tension quelque soient leurs types. Le FAS injecte convenablement les tensions de compensation à travers le convertisseur utilisé, le THDv est nettement amélioré, il passe de 24.67% à 5.16% pour le 1^{er} type d'harmonique et de 46.93% à 6.15% pour le 2^{ème} type d'harmonique.

Le schéma de principe du FAS en utilisant cette fois la deuxième approche pour l'identification des tensions de compensation est donné par la Fig. III-14, [CHE12-05].

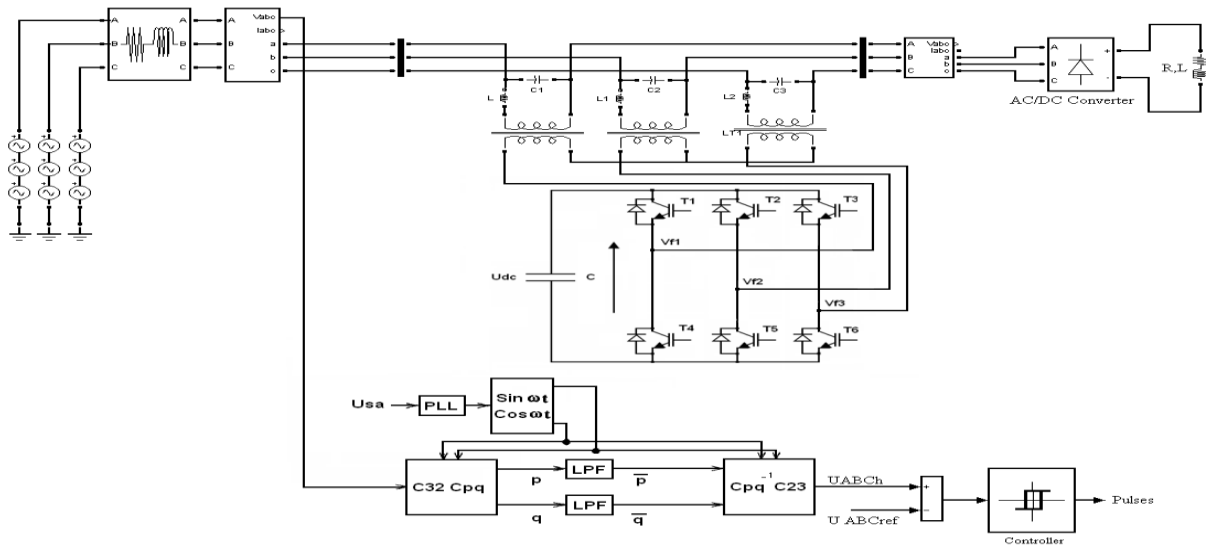
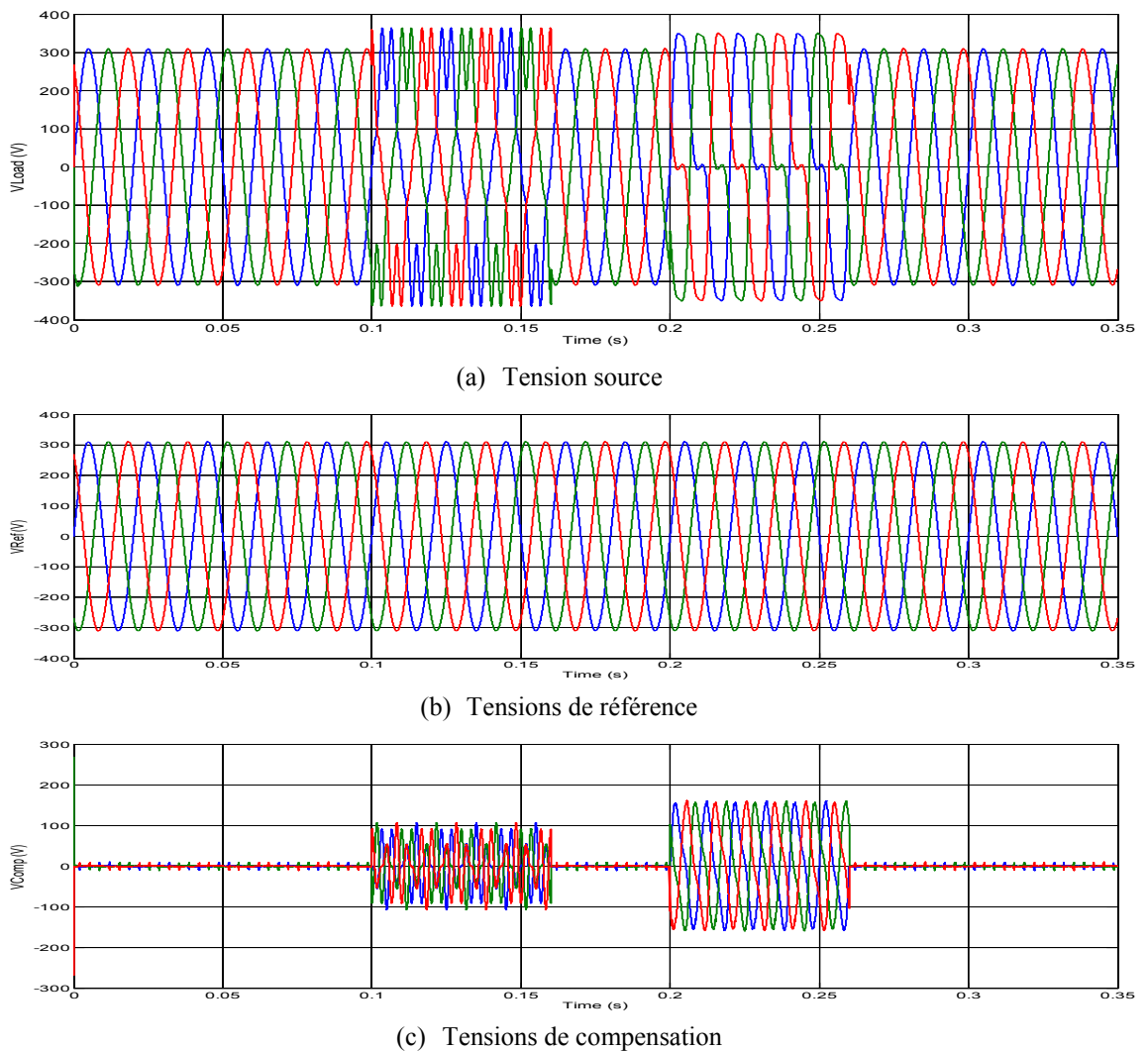
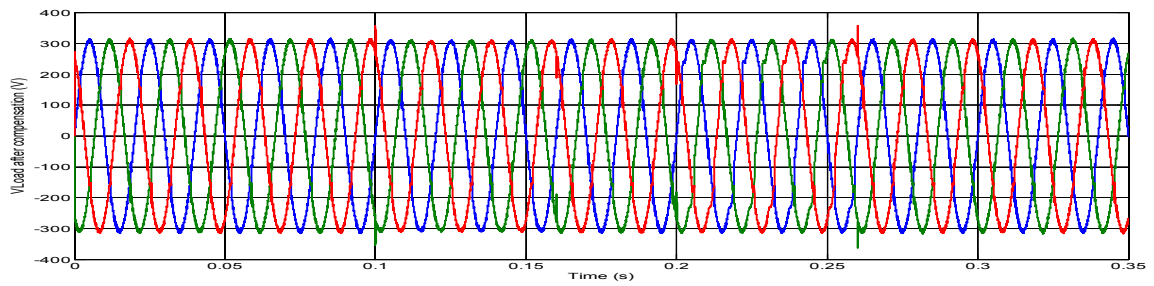


Fig. III-14 Bloc diagramme du FAS utilisant une stratégie de contrôle PQ(II) associé à un contrôleur à hystérésis à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

Les résultats de simulations en utilisant la deuxième approche sont représentés par la Fig. III-15.

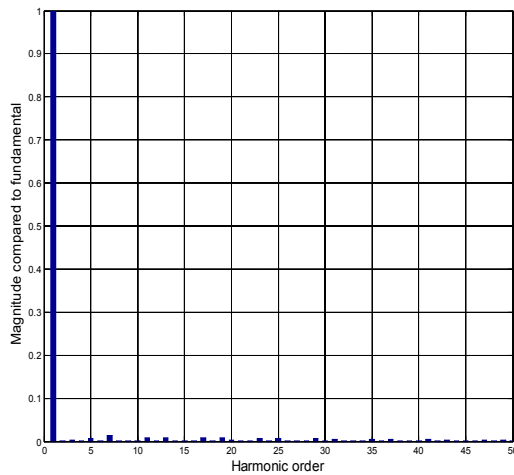




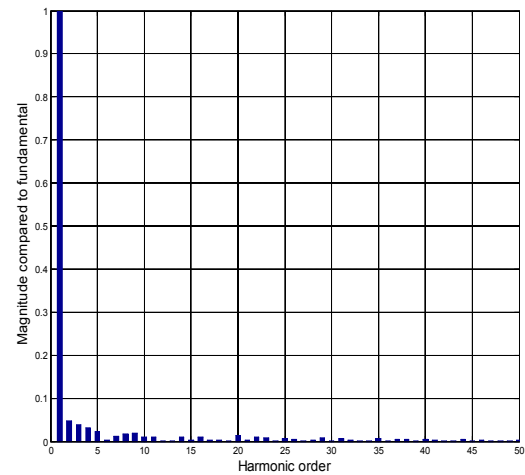
(d) Tensions appliquées à la charge

Fig. III-15 Compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé-Convertisseur de tension deux niveaux-Méthode PQ(II)

Nous constatons que pour la deuxième approche PQ(II), l'identification des tensions de référence est instantanée alors que dans le premier cas les tensions de référence passent par un transitoire de 0.04 sec avant stabilisation.



Avec SAF (THDv=3.25%)



Avec SAF (THDv=8.65%)

Fig. III-16 Spectre des harmoniques de la tension de la charge

Pour la deuxième méthode d'identification PQ(II), les résultats de simulation obtenus montrent bien que les tensions de référence sont déterminés instantanément, le FAS injecte convenablement les tensions de compensation à travers le convertisseur de tension deux niveaux. Le THDv pour le premier type d'harmonique est amélioré par rapport à la méthode précédente et il passe de 24.67 % à 3.25%, mais il devient plus important dans le cas du deuxième type d'harmonique et atteint 8.65%.

III.5.2 Filtre actif série à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le schéma de principe d'un FAS à base d'un convertisseur de tension trios-niveaux NPC est donné par la Fig. III-17, il est compose de douze interrupteurs, chaque interrupteur est associé à une diode de roué libre avec et six diodes de puissance permettant la connexion de la sortie des phases à la tension moyenne. La tension de blocage de chaque interrupteur est 1/4 de la tension continue DC.

Lorsque les deux interrupteurs supérieurs T11, T12 sont en position ON, la sortie de cette phase est connecté au terminal P de la tension DC. Quand les deux interrupteurs de milieu T12, T13 sont en position ON, la tension de sortie de la phase est connecté au point milieu N. D'une manière similaire lorsque les deux interrupteurs inférieurs T13, T14 sont en position ON, la sortie de cette phase est connectée au terminal Q. Cette configuration est capable de délivrer trois différentes valeurs de la tension de sortie par chaque phase du convertisseur. Les deux interrupteurs de chaque phase du convertisseur NPC sont fermés, tandis que les deux autres sont ouvertes à chaque instant du temps.

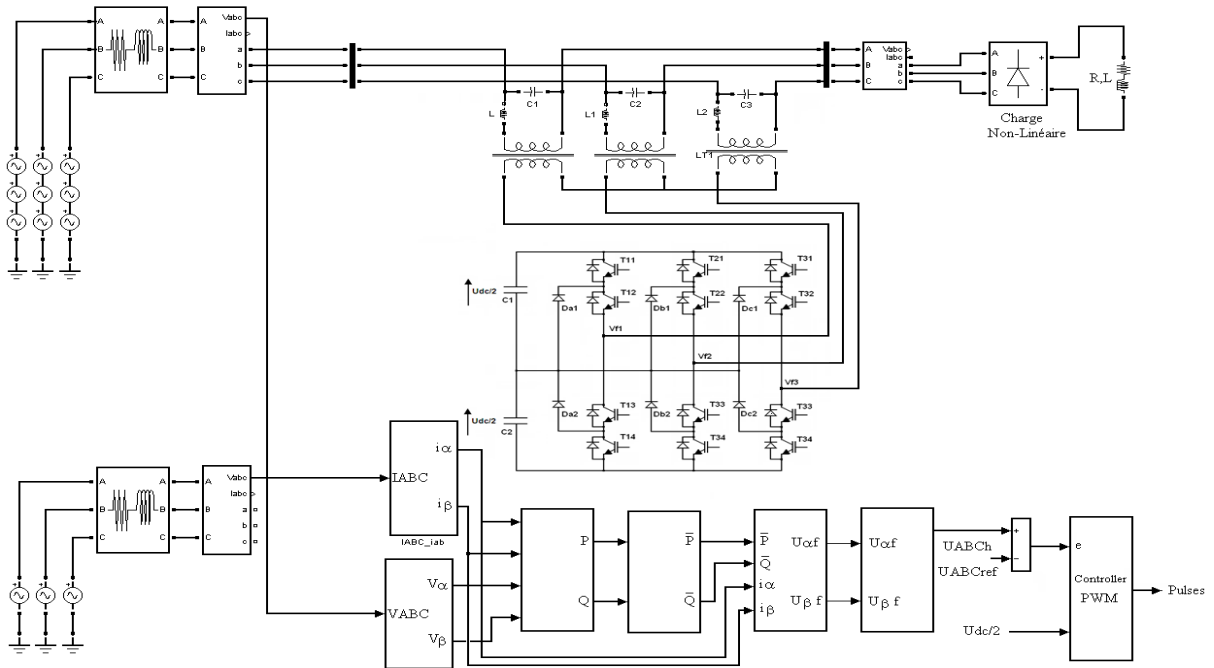


Fig. III-17 Bloc diagramme du FAS utilisant une stratégie de contrôle PQ(I) associé à un contrôleur PWM à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Une telle structure permet aux interrupteurs de supporter des tensions DC plus élevées [CHE11-1], [CHE11-2], les trois de niveau de tension de la phase A peuvent prendre les valeurs $U_{dc}/2$, 0 et $-U_{dc}/2$ correspondant aux trois états de commutation A, 0, B. énumérées dans le tableau (III-1).

Etat de commutation	Tension de sortie	T11	T12	T13	T14
A	$U_{dc}/2$	ON	ON	OFF	OFF
0	0	OFF	ON	ON	OFF
B	$-U_{dc}/2$	OFF	OFF	ON	ON

Tableau III-1 Etats de commutation d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

La détermination des tensions de référence est réalisée moyennant la méthode PQ(I), la différence entre ces tensions de référence avec les tensions de la source perturbée nous permet d'obtenir les trois tensions de compensation. Ces tensions sont appliquées au contrôleur logique capable de générer les signaux de commande pour les douze interrupteurs formant le convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).

II.5.2.1 Compensation des harmoniques de tension

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont représentés par la Fig. III-18.

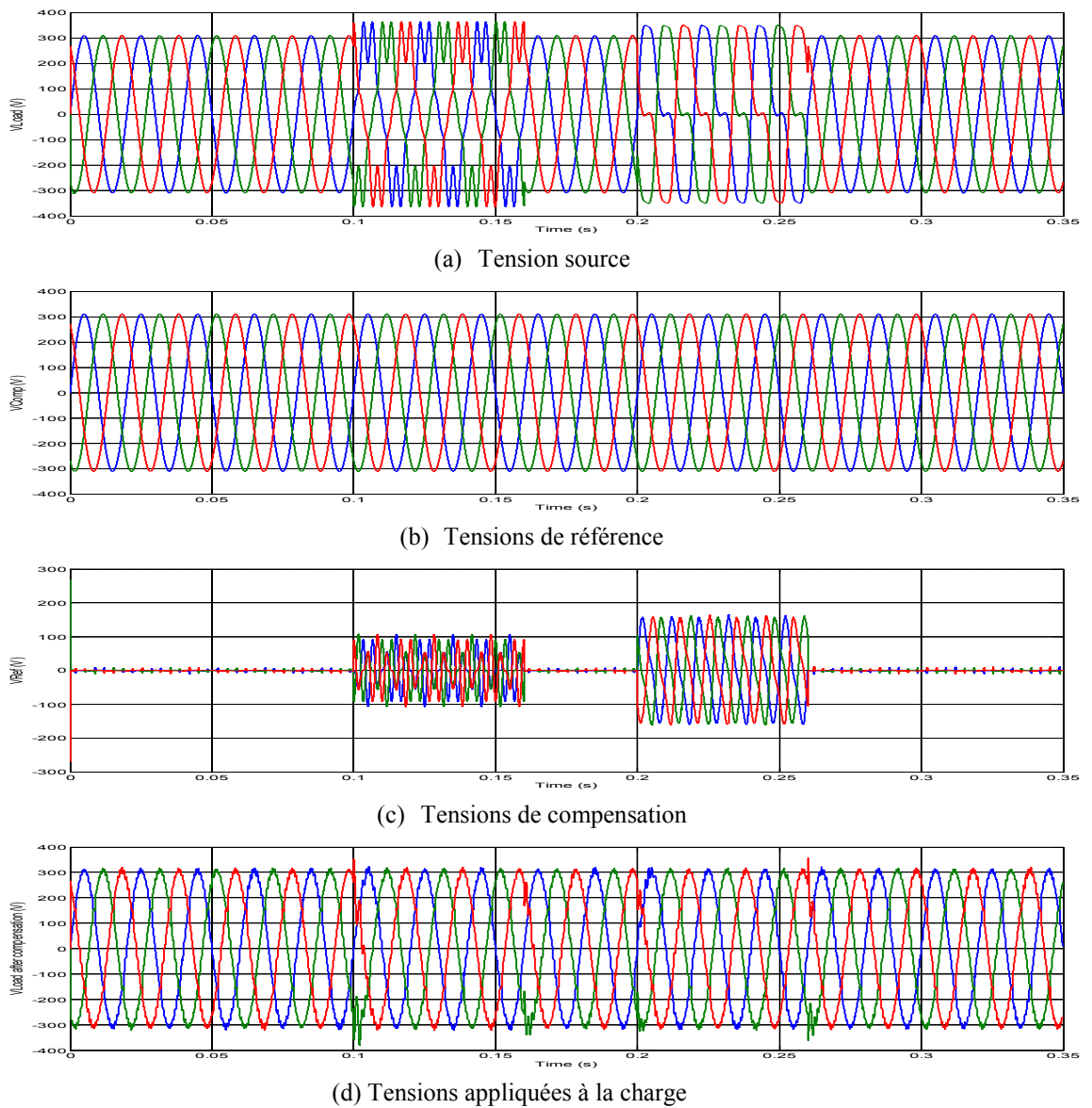
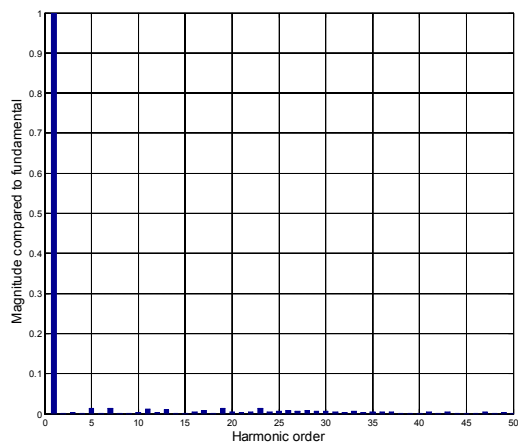
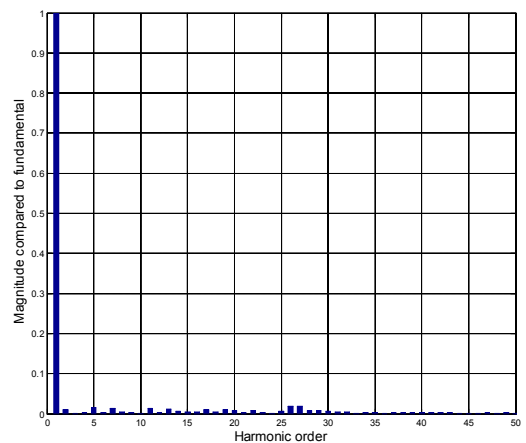


Fig. III-18 Compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé-Convertisseur de tension trois-niveaux(NPC)-Méthode PQ(I)



Avec SAF (THD_v=4.30%)



Avec SAF (THD_v=4.90%)

Fig. III-19 Spectre des harmoniques de la tension de la charge

Le schéma de principe d'un FAS à base d'un convertisseur de tension trios-niveaux NPC utilisant la méthode d'identification PQ(II), est donné par la Fig. III-20.

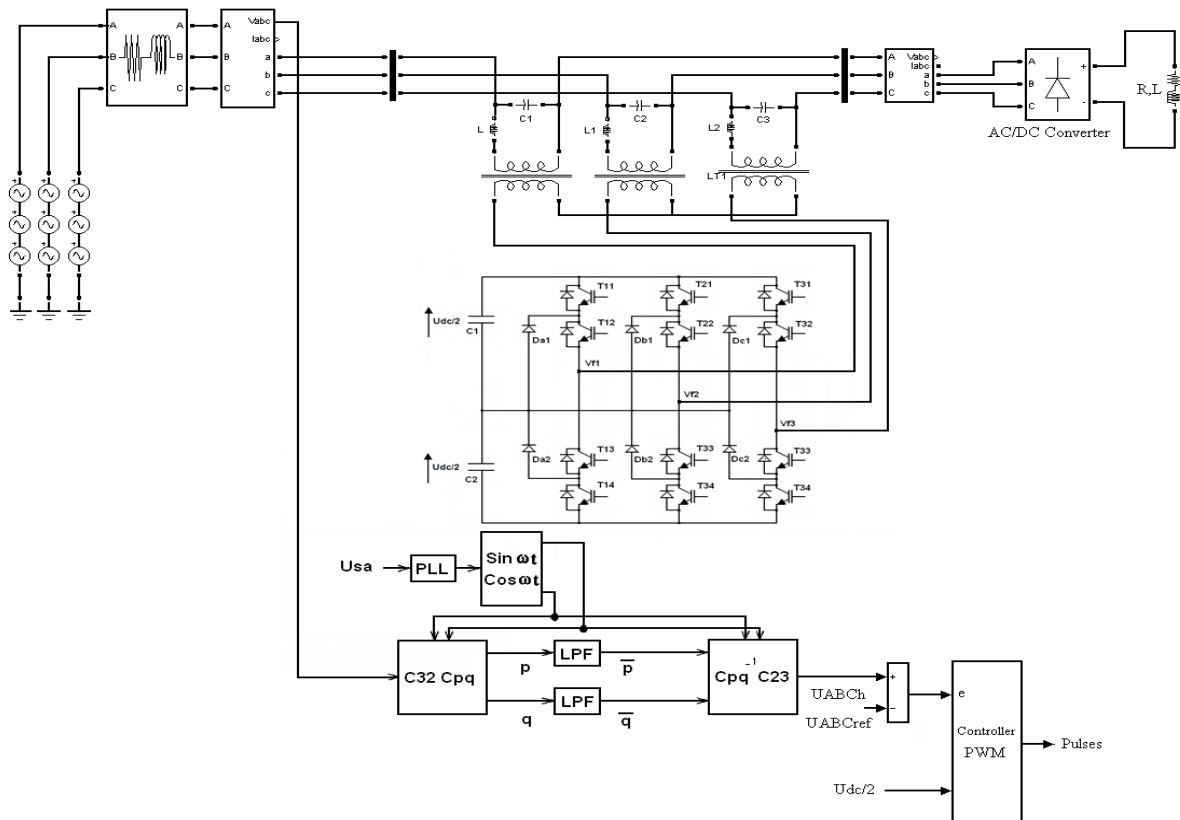
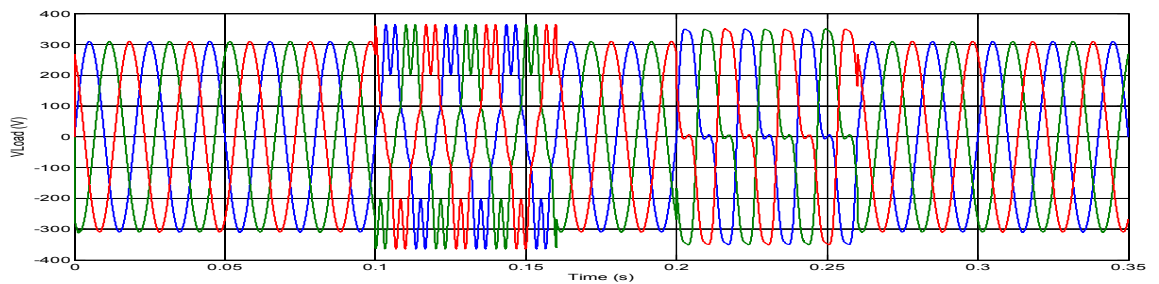
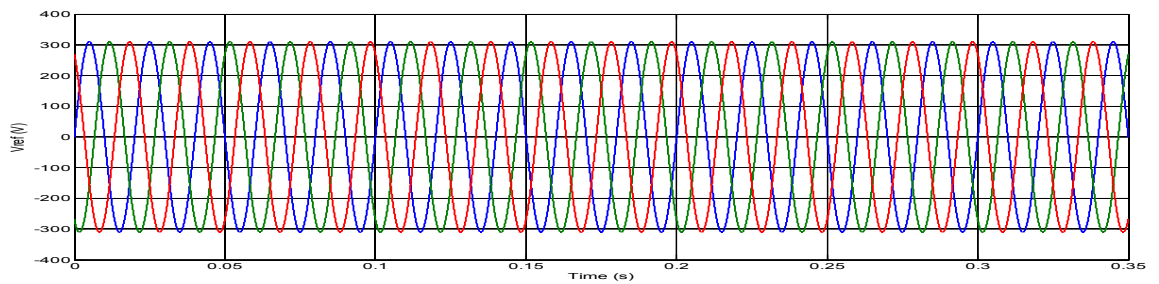


Fig. III-20 Bloc diagramme du FAS utilisant une stratégie de contrôle PQ(II) associé à un Contrôleur PWM à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

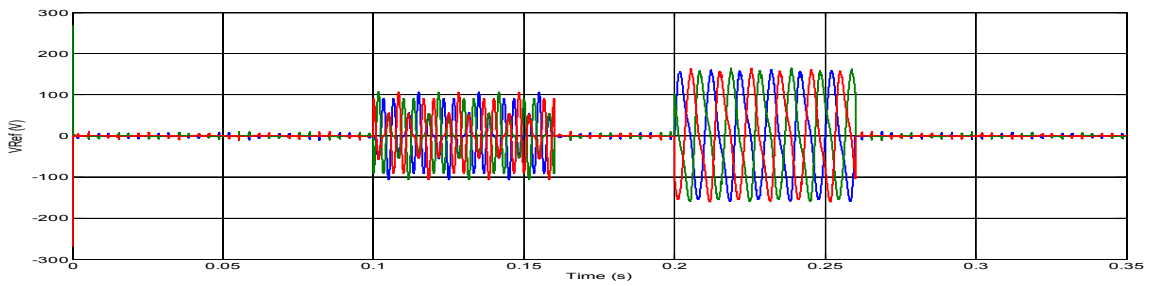
Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont représentés par la Fig. III-21.



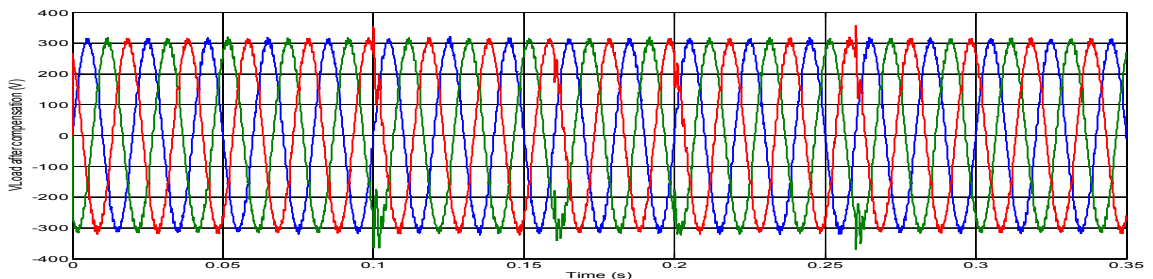
(a) Tension source



(b) Tensions de référence

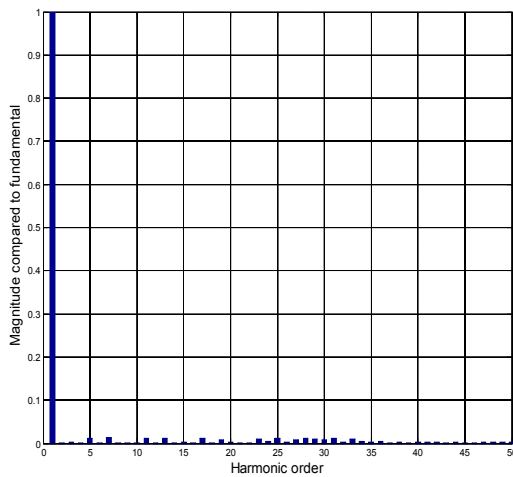


(c) Tensions de compensation

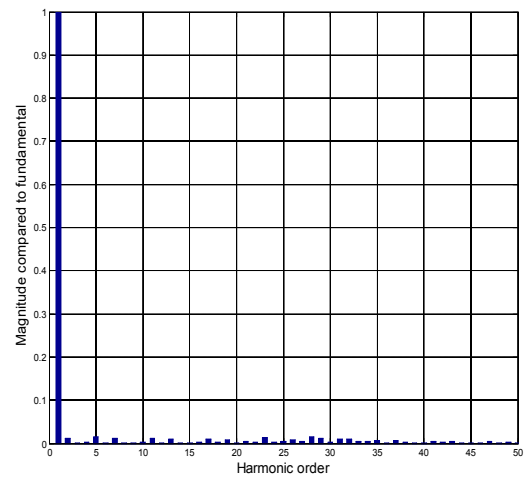


(d) Tensions appliquées à la charge

Fig. III-21 Compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé convertisseur trois-niveaux(NPC)-méthode PQ(II)



Avec FAS (THDv=4.36%)



Avec FAS (THDv=4.71%)

Fig. III-22 Spectre des harmoniques de la tension de la charge

Le tableau (III-2) résume les résultats de simulation du FAS proposé en présence des deux perturbations harmoniques. Nous constatons que les performances obtenus avec la topologie de convertisseur trois-niveaux (NPC) sont nettement plus meilleurs en matière de réduction de THDv.

Méthode d'identification Type de convertisseur	PQ(I)		PQ(II)	
	Harmoniques(1) THD%=26.67%	Harmoniques(2) THD%=46.93%	Harmoniques(1) THD%=26.67%	Harmoniques(2) THD%=46.93%
	THD% (après compensation)			
Convertisseur de tension deux niveaux (VSI)	5.16%	6.15%	3.25%	8.65%
Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)	4.30%	4.90%	4.36%	4.71%

Tableau III-2 Performances de compensation des harmoniques de tension en fonction de la méthode d'identification et de la topologie du convertisseur

III.6 Applications des techniques de contrôles intelligents à la commande d'un FAS

III.6.1 FAS-Convertisseur de tension deux niveaux-Contrôleur flou

Le schéma bloc d'un filtre actif série utilisant la stratégie de contrôle PQ(I) associé à un contrôleur flou à base d'un convertisseur de tension deux niveaux est représenté par la Fig. III-23, [CHE12-03].

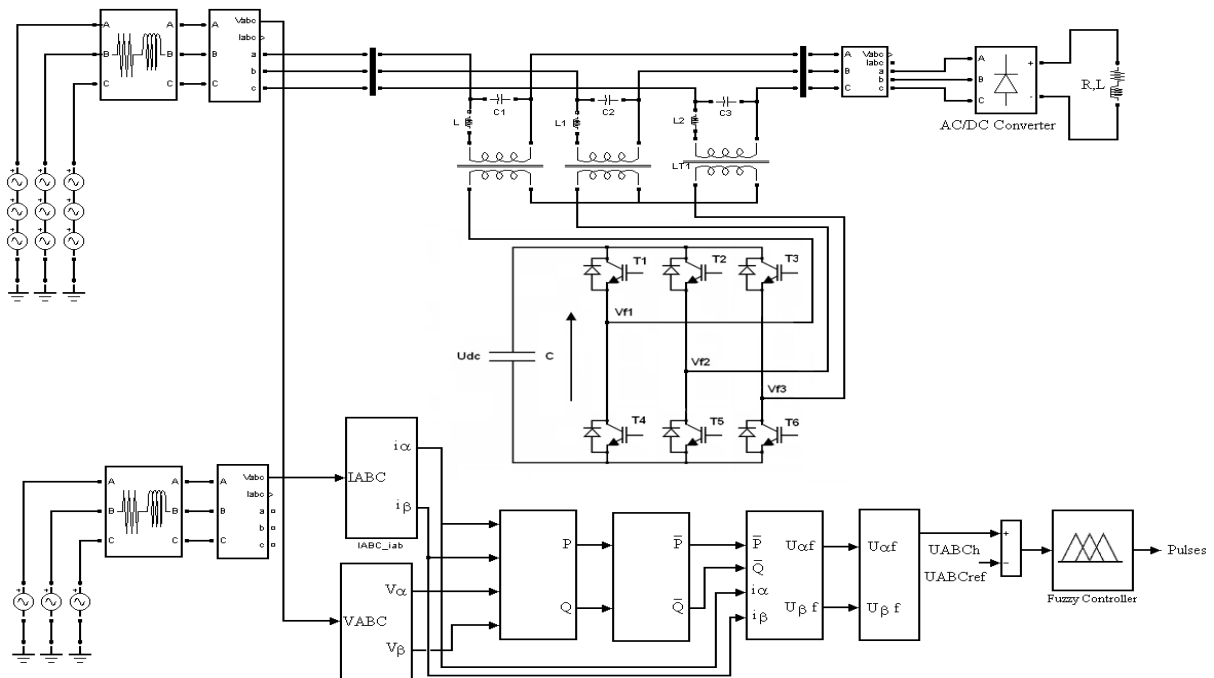


Fig. III-23 Bloc diagramme du FAS utilisant une stratégie de contrôle PQ(I) associé à un contrôleur Flou à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

Les signaux de commande générée par le contrôleur flou proposé pour la commande du FAS sont déterminés en fonction de l'erreur entre les tensions de référence et les tensions compensatrices. Dans ce cas, notre contrôleur flou possède deux entrées, l'erreur e et le changement d'erreur (de/dt) et une seule sortie s . Pour les convertir en variable linguistique, nous utilisons sept ensembles flous: NL (Négative Large), NM (Négative Moyen), NP (Négative Petit), ZE (Zéro), PS (Positive Petit), PM (positive Moyen) et PL (Positive Large), [CHE12-01], [CHE12-02]. Les fonctions d'appartenance utilisées pour la fuzzification et la défuzzification sont présentées dans la Fig. III-25. Pour chaque phase, le contrôleur flou est caractérisé par les éléments suivants:

- Sept ensembles flous pour chaque entrée,
- Sept ensembles flous pour la sortie,
- Fonctions d'appartenance triangulaire et trapézoïdale,
- Implication utilisant l'opérateur « min »,
- Mécanisme d'inférence Mamdani basé sur l'implication floue,
- Défuzzification utilisant la méthode « centroid ».

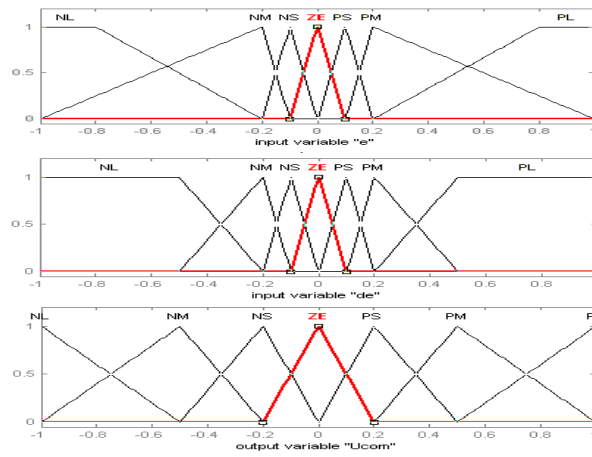


Fig. III-24 Fonction d'appartenance des variables d'entrées et de sortie

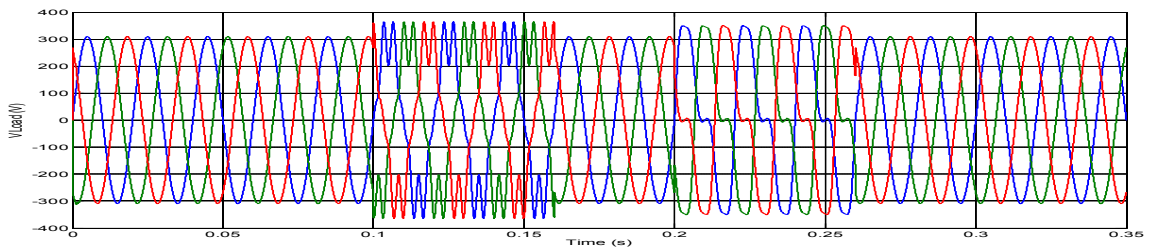
Les relations floues sont données par le tableau III-3.

e	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
de							
NL	NL	NL	NM	NM	NS	NS	EZ
NM	NL	NM	NM	NS	NS	EZ	PS
NS	NM	NM	NS	NS	EZ	PS	PS
ZE	NM	NS	NS	EZ	PS	PS	PM
PS	NS	NS	EZ	PS	PS	PM	PM
PM	NS	EZ	PS	PS	PM	PM	PL
PL	EZ	PS	PS	PM	PM	PL	PL

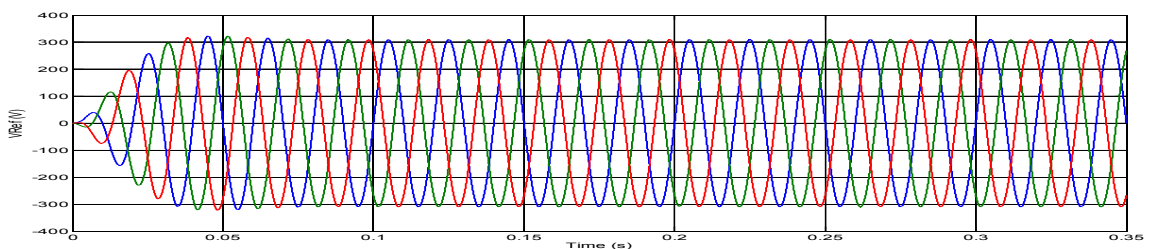
Tableau III-3 Règles floues

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à l'application d'un contrôleur flou à la commande d'un FAS utilisant la méthode d'identification PQ(I) et PQ(II) dans le cas d'un convertisseur de tension deux niveaux ainsi que la présentation des résultats obtenus avec la topologie trois-niveaux (NPC) en présence des différents types de perturbations : harmoniques, creux, surtension et déséquilibre et ceci afin d'évaluer les performances de chaque système de compensation.

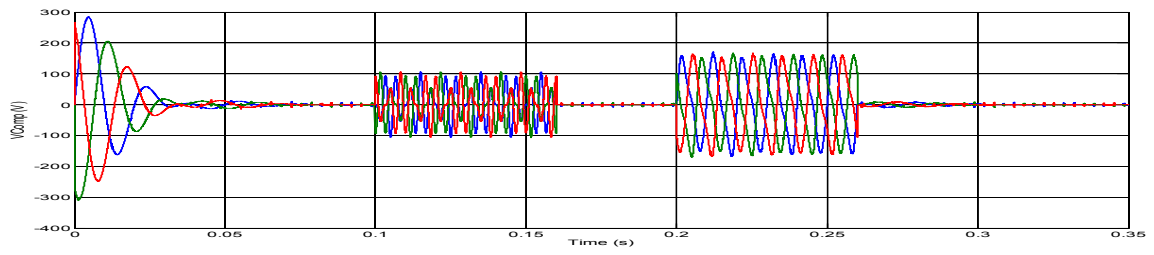
II.6.1.1 Compensation des harmoniques de tension



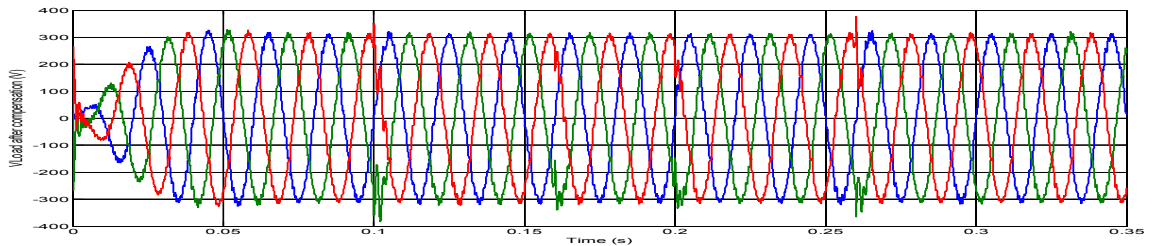
(a) Tension source



(b) Tensions de référence

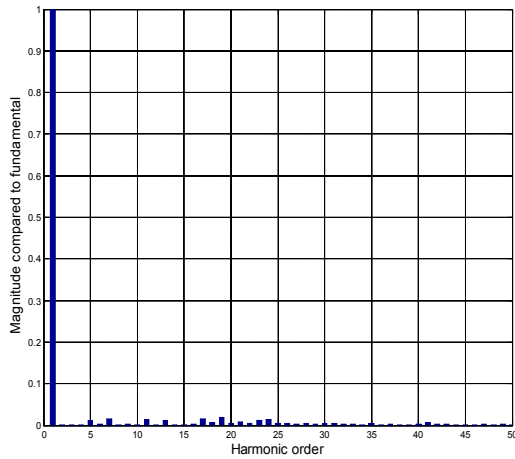


(c) Tensions de compensation

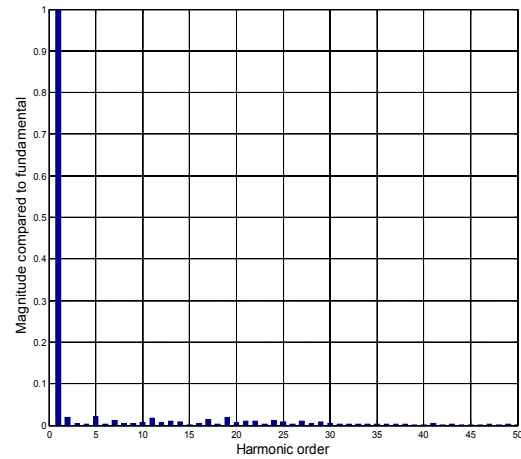


(d) Tensions appliquées à la charge

Fig. III-25 Compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé convertisseur de tension deux niveaux-méthode PQ(I)



Avec FAS (THD_v=4.78%)



Avec FAS (THD_v=4.51%)

Fig. III-26 Spectre des harmoniques de la tension de la charge

Les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôleur flou proposé permet une compensation plus meilleure des harmoniques de tension comparé au système à base d'un contrôleur conventionnelle. Le THD de la tension passe de 24.67 % à 4.78% (1^{er} type d'harmonique) et de 46.93% à 4.51% (2^{ème} type d'harmonique). Le tableau (III-4) résume les performances de chaque système de contrôle (conventionnelle à hystérésis ou à logique floue).

Harmoniques	Type (1) / THD%=26.67%	Type (2) / THD%=46.93%
Contrôleur à hystérésis	THD%=5.16%	THD%=6.15%
Contrôleur flou	THD%=4.78%	THD%=4.51%

Tableau III-4 Performances de compensation des harmoniques de tension d'un FAS à base d'un convertisseur de tension deux niveaux utilisant la stratégie PQ(I) : Contrôleur à hystérésis & Flou

III.6.2 FAS-Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)-Contrôleur flou

Le schéma bloc d'un filtre actif série à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux utilisant la stratégie de contrôle PQ, [CHE12-01] et un contrôleur flou pour la commande est représenté par la Fig. III-27.

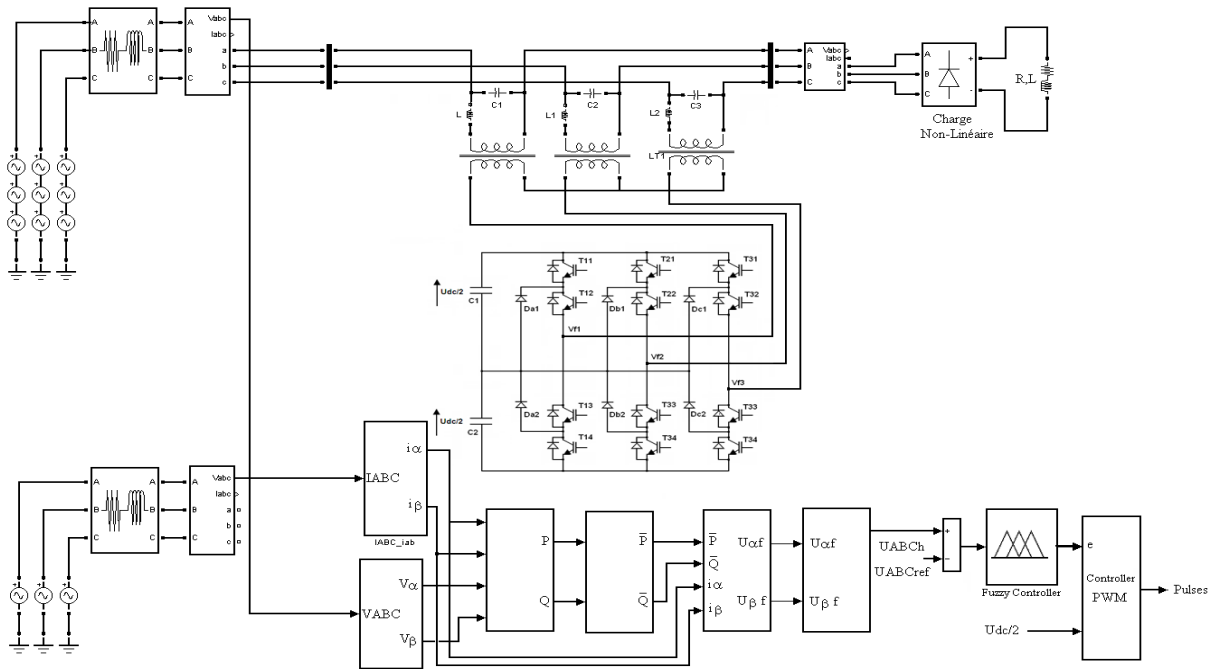
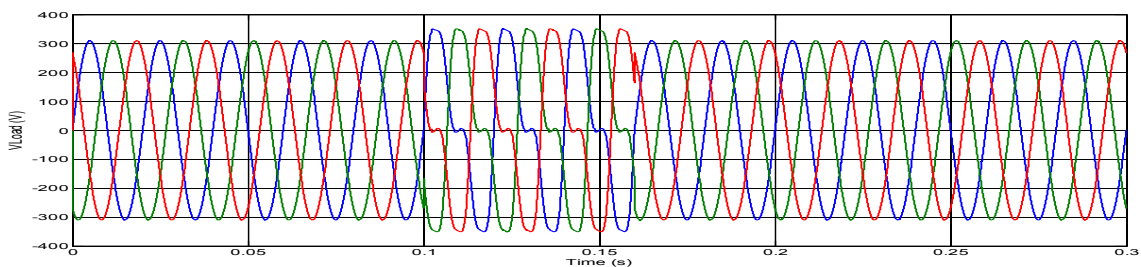


Fig. III-27 Bloc diagramme du FAS à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) utilisant une stratégie de contrôle PQ(I) et un contrôleur Flou pour la commande

II.6.2.1 Compensation des harmoniques de tension

La Fig. III-28 montre le cas de la compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé en utilisant la méthode PQ(I). Une seule perturbation de tension harmonique est introduite entre t1 = 0.1sec et t2 = 0.16sec. Les trois tensions du réseau contiennent des composantes harmoniques de rang 5 et 7. Leurs expressions est donné par:

$$\begin{aligned}
 v_{sa} &= 311 \sin(\omega t) + 311/5 \sin(5\omega t) + 311/7 \sin(7\omega t) \\
 v_{sb} &= 311 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 311/5 \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 311/7 \sin(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_{sc} &= 311 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 311/5 \sin(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 311/7 \sin(7\omega t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{III-41}$$



(a) Tension source

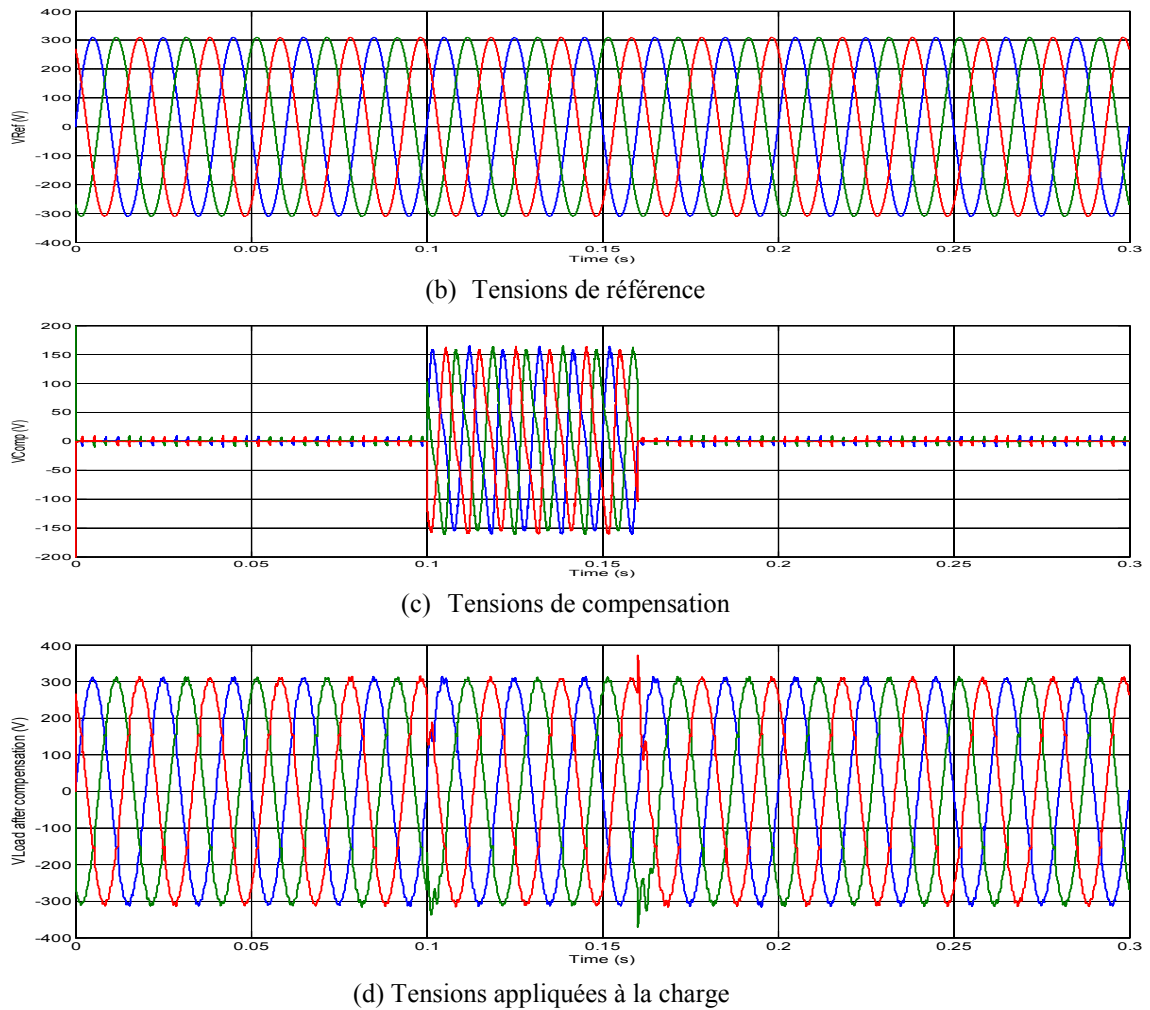
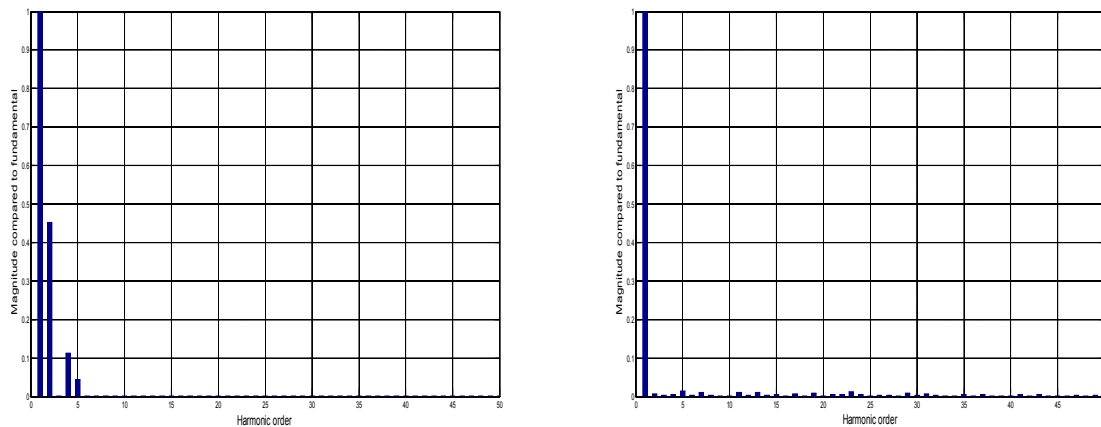


Fig. III-28 Analyse temporelle de la compensation d'un réseau triphasé équilibré et déformé en utilisant un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)-contrôleur flou-méthode PQ(I)



Sans SAF (THDv=46.93%)

Avec SAF (THDv=3.66%)

Fig. III-29 Spectre des harmoniques de la tension de la charge

Les résultats de simulation obtenus dans le cas d'un FAS à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux(NPC) montrent que le contrôleur flou proposé permet une compensation plus meilleure des harmoniques de tension comparé au système à base du contrôleur conventionnelle. Le THDv de la tension passe de 46.93% à 3.66% en considérant le 2^{ème} type d'harmonique. Le tableau

(III-5) résume les performances du FAS à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) pour une même stratégie de contrôle en utilisant un contrôleur à hystérésis puis à logique floue.

Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)	
Harmoniques	Type (2) / THDv%=46.93%
Contrôleur à hystérésis	THDv%=4.71%
Contrôleur flou	THDv%=3.66%

Tableau III-5 Performances de compensation des harmoniques de tension d'un FAS à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux utilisant la stratégie PQ(I) : Contrôleur à hystérésis & Flou

II.6.2.2 Compensation d'un creux de tension

Les caractéristiques du réseau sont les mêmes que précédemment et le FAS protège la charge inductive contre un creux de tension (25% de la tension nominale) introduit volontairement entre l'instant $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.20$ sec.

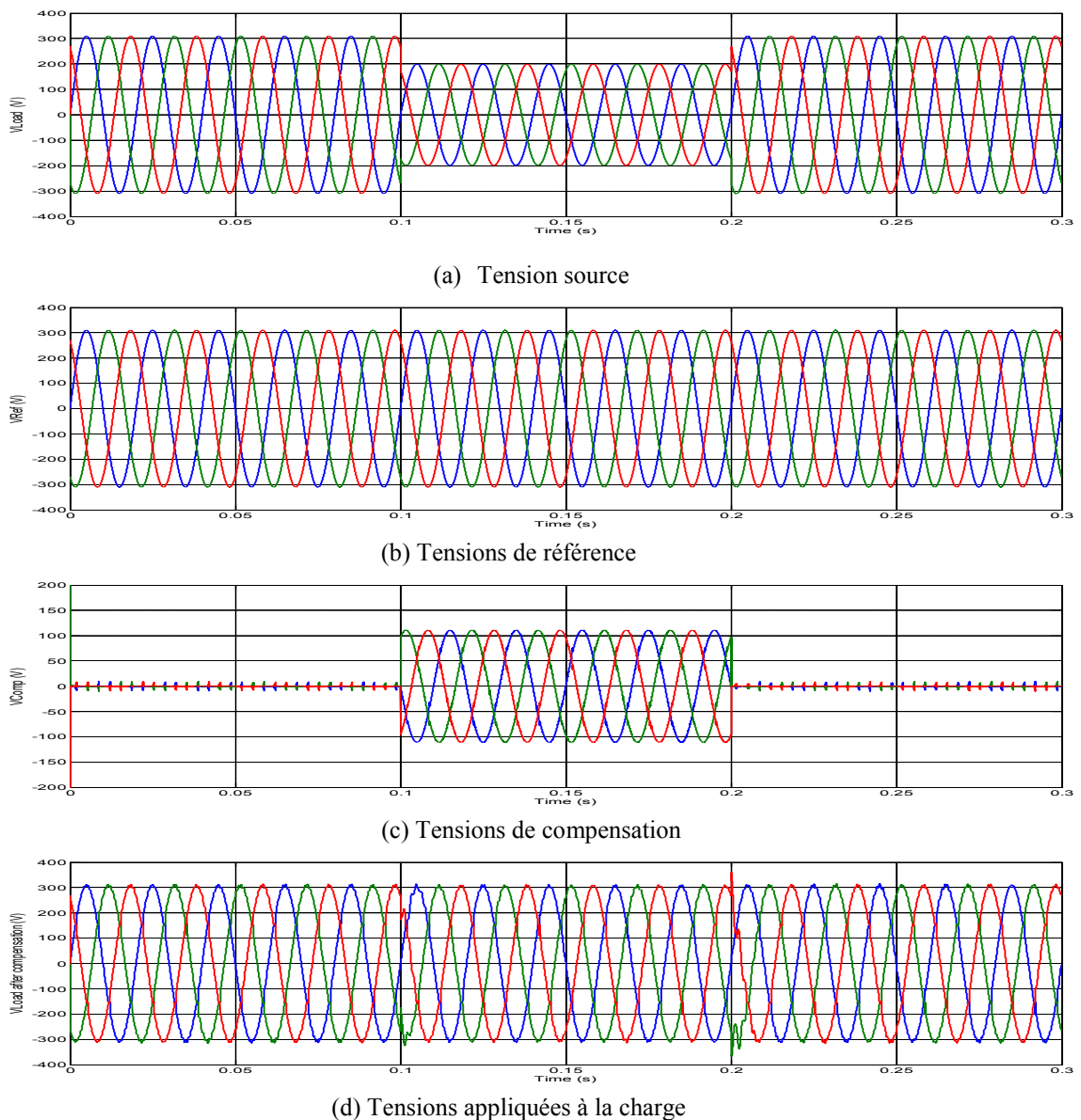
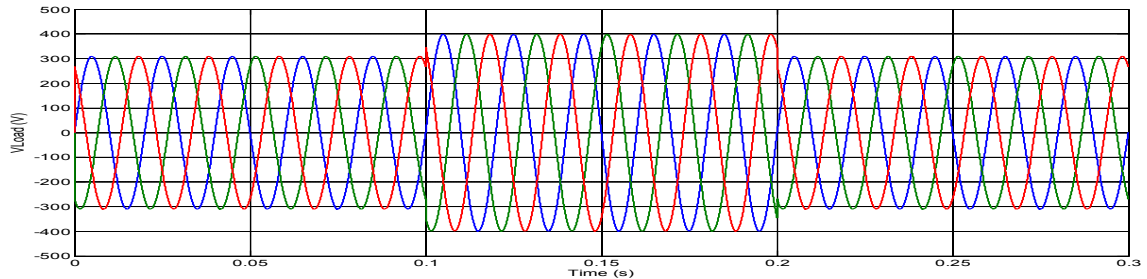


Fig. III-30 Analyse temporelle de la compensation d'un creux de tension d'une profondeur de 25% en utilisant un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)-contrôleur flou-méthode PQ

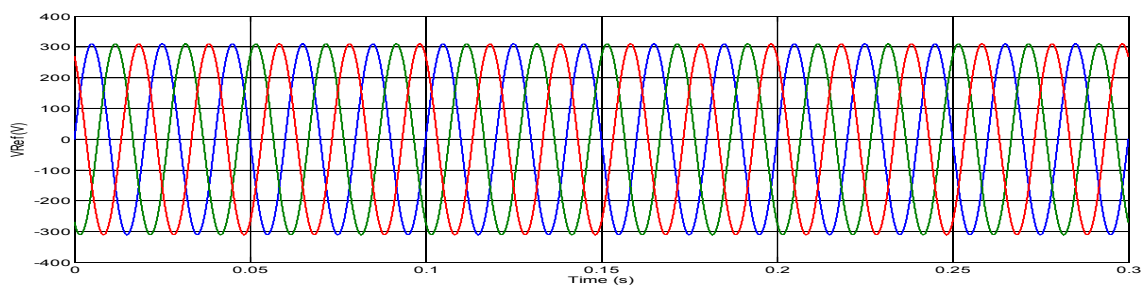
II.6.2.3 Compensation d'une surtension

Les caractéristiques du réseau sont les mêmes que précédemment et le FAS protège la charge inductive contre une surtension (35% de la tension nominale).

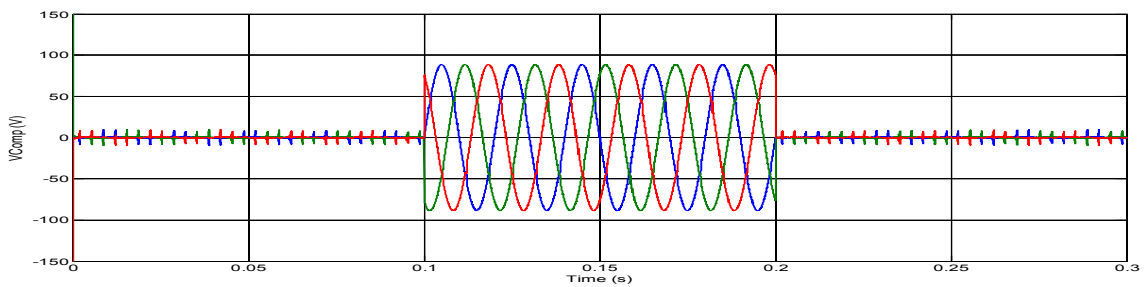
$$v_{sa} = 400 \sin(\omega t), \quad v_{sb} = 400 \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}), \quad v_{sc} = 400 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad \text{III-43}$$



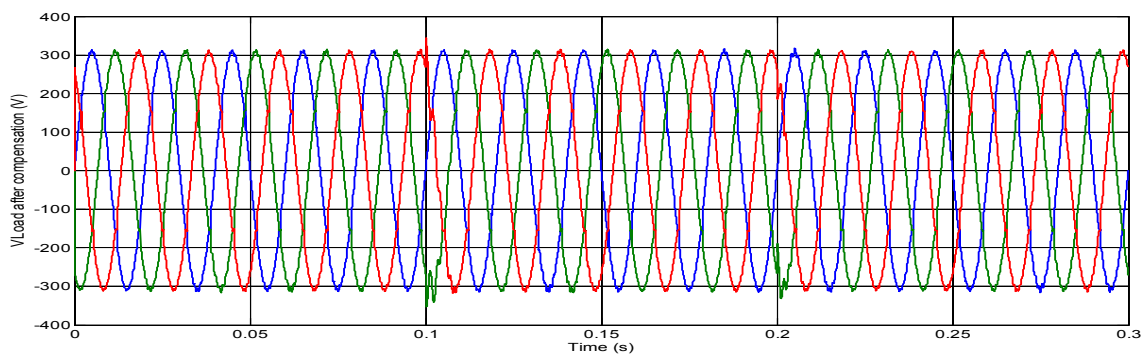
(a) Tension source



(b) Tensions de référence



(d) Tensions de compensation



(d) Tensions appliquées à la charge

Fig. III-31 Analyse temporelle de la compensation d'une surtension de 35% en utilisant un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)-contrôleur flou-méthode PQ

II.6.2.4 Compensation d'un déséquilibre de tension

Les caractéristiques du réseau sont les mêmes que précédemment et le FAS protège la charge inductive contre un déséquilibre de tension.

$$v_{sa} = 311 \sin(\omega t) + 31 \sin(\omega t)$$

$$v_{sb} = 311 \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) + 31 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

III-44

$$v_{sc} = 311 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 31 \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})$$

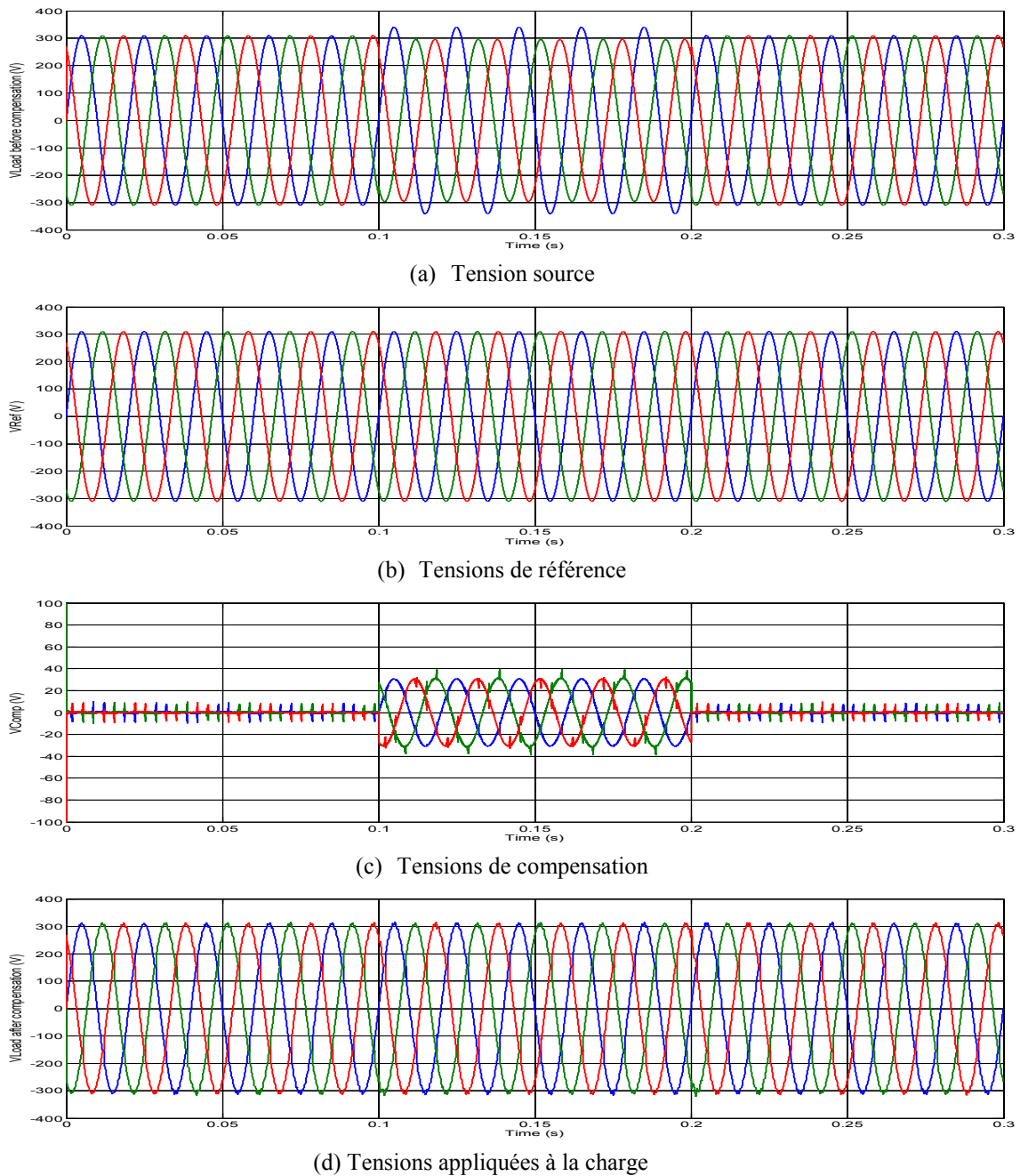


Fig. III-32 Analyse temporelle de la compensation d'un déséquilibre de tension en utilisant un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)-contrôleur flou-méthode PQ

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la méthode d'identification PQ(I) proposée permet la détection instantanée des perturbations harmoniques de tension quelque soient leurs types alors que la méthode PQ(II) passe par un transitoire de 0.04 sec avant que les tensions de référence se stabilise. Le FAS injecte convenablement les tensions de compensation à travers les transformateurs d'injection générés par les convertisseurs de tension deux et trois-niveaux (NPC). Avant compensation le THDv de la tension est respectivement égale à 24.67 % et 46.93% pour les

deux types de perturbations harmoniques 01 & 02. Après compensation le THDv descend à des valeurs acceptables est atteint 5.16% et 6.15% en utilisant la méthode PQ(I) est 3.25% et 8.65% en utilisant la méthode PQ(II) dans le cas ou un convertisseur de tension deux niveaux est choisi. Dans le cas ou la topologie utilisée est un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC), le THDv descend à des valeurs plus meilleurs est atteint 4.30% et 4.90% (respectivement pour la perturbation harmonique 01 & 02) en utilisant la méthode PQ(I) est 4.36% et 4.71% en utilisant la méthode PQ(II). Les résultats de simulation obtenus dans le cas d'un FAS à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux(NPC) montrent que le contrôleur flou proposé permet une compensation plus meilleure des harmoniques de tension comparé au système à base du contrôleur conventionnelle. Le THDv de la tension passe de 46.93% à 3.66% en considérant le 2^{ème} type d'harmonique. Ces travaux de simulation montrent la justesse des modèles proposés pour assurer la fonction d'un FAS, la topologie trois-niveaux (NPC) permette d'obtenir des résultats plus meilleurs en termes de réduction du THDv en comparaison avec celle à deux niveaux. Les contrôleurs flous permettent de simplifier les schémas de contrôle et améliorent les capacités de compensation des harmoniques de tensions comparés aux systèmes conventionnelles.

III.7 Conclusion

Ce chapitre à été consacré au filtre actif série à structure tension à base des convertisseurs de tension deux et trois-niveaux (NPC). La stratégie de contrôle permettant la détermination des tensions de référence adoptée est celle des puissances active et réactive instantanées (PQ), deux approches ont été étudiées. Pour chaque configuration de FAS un modèle de simulation numérique est élaboré en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem. Les performances de chaque configuration de FAS à base se convertisseur deux et trois-niveaux sont évaluées dans un premier temps en utilisant des schémas de commande conventionnelle poursuivi de modèle utilisant des contrôleurs à logique floue. Les résultats de simulation obtenus dans diverses conditions de fonctionnement montrent l'efficacité de la stratégie de contrôle (PQ) quelques soit l'approche utilisée dans l'identification des tensions compensatrices. La topologie trois-niveaux (NPC) permet d'obtenir des résultats plus meilleurs en matière de réduction du THDv en comparaison avec celle à deux niveaux dans le cas ou la même stratégie de contrôle est adoptée. Les contrôleurs flous apportent un plus dans la simplification des schémas de contrôle et l'amélioration des capacités de compensation des harmoniques de tensions comparés aux systèmes conventionnelles.

CHAPITRE IV

**Compensateur Universel UPQC à Structure Tension :
Topologies, Stratégies de Contrôle & Commande**

IV.1 Introduction

La dégradation de la qualité de l'énergie électrique est due à différentes perturbations tel que les creux de tension, les surtensions, les déséquilibres, les harmoniques courant et/ou tension, etc. Les solutions déjà proposées à base d'un FAP et/ou d'un FAS ne permettent pas la compensation totale de ces perturbations. La solution universelle consiste en l'utilisation d'un autre système communément appelé Unified Power Quality Conditionner (UPQC), il a été développé par [HAN06], [KHO06], [FUJ98]. Il permet la compensation des perturbations en courant et en tension des réseaux électriques. Il associe les deux structures série et parallèle, le filtre série permet de protéger les charges sensibles et de compenser les perturbations en tensions telles que les harmoniques, creux de tension ou les surtensions alors que le filtre parallèle compense les perturbations en courants telles que les harmoniques et le déséquilibres. Cette double fonctionnalité faite qu'il constitue l'un des dispositifs les plus appropriés [ALA01], [KHO06], [KHA06].

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à l'étude de deux structures d'UPQC l'un à base d'un convertisseur deux niveaux et le deuxième à base d'un convertisseur trois-niveaux (NPC) et ceci afin de compenser toutes les perturbations en tension et/en courant dans le but d'améliorer la qualité d'énergie électrique. Dans un premier temps, nous présentons les deux structures de base en présentant les avantages et les inconvénients de chaque structure. Ensuite une analyse basée sur l'écoulement de la puissance active et réactive dans les deux filtres actifs, série et parallèle, est donnée en particulier lors de l'apparition d'un défaut type creux de tension ou surtension. Le schéma de principe de l'UPQC à base d'un convertisseur de tension à deux et à trois-niveaux (NPC) et stratégies de contrôle ont été présentés. Pour notre système nous avons opté pour la méthode (SRF) pour l'identification des courants de référence du FAP et la méthode (PQ) pour la détermination des tensions compensatrices du FAS. La dernière partie a été consacré aux différents résultats de simulation obtenus.

IV.2 Classification de Conditionneur Universel (UPQC)

La classification d'un UPQC peut être faite en considérant différents aspects, tel que le type d'alimentation (deux, trois ou quatre fils), topologie du convertisseur (courant ou tension, deux ou multi-niveaux), la stratégie (pq theory, dq theory, SRF, etc...) et le type de contrôleurs utilisé pour le pilotage des deux convertisseurs composant le système.

IV.3 Structures de Conditionneur Universel (UPQC)

Deux configurations sont possibles pour un conditionneur actif de puissance (UPQC) en se basant sur l'emplacement du filtre actif parallèle. Dans la première structure, le FAP est placé côté

réseau, seul le courant de la charge passe à travers le filtre série, l'ondulation du courant, causée par les commutations du convertisseur du FAP ne traverse pas l'inductance du transformateur série et la tension au point de raccordement sera moins perturbée. Dans ce cas le FAP n'est pas protégé contre les perturbations en tension provenant du réseau (harmoniques et les creux de tensions, surtension etc...) et le courant de la charge non linéaire circule dans le filtre actif série et par conséquent dans le transformateur, cela conduit à l'augmentation de la taille et le prix de ce dernier.

Dans la deuxième structure, le filtre actif parallèle est placé côté charge. Dans ce cas, le filtre actif parallèle compense les courants harmoniques et les courants réactifs de la charge non linéaire. Le filtre série ne voit qu'une charge linéaire équilibrée résistive. Le transformateur série sera parcouru par courant quasiment sinusoïdal, ce qui nous mène à un système robuste avec réduction du prix total du système. Le FAS à son tour permet la compensation des perturbations côté réseau électrique, telles que, les harmoniques de tension et les creux de tensions, etc... Ce qui mène à avoir une tension sinusoïdale au point de raccordement du FAP et aux bornes de la charge. L'inconvénient de cette structure est que le courant demandé par la charge et celui du filtre actif parallèle traverse le filtre actif série, ce dernier sera donc surdimensionné. Ces deux structures sont présentées dans la Fig. IV-1.

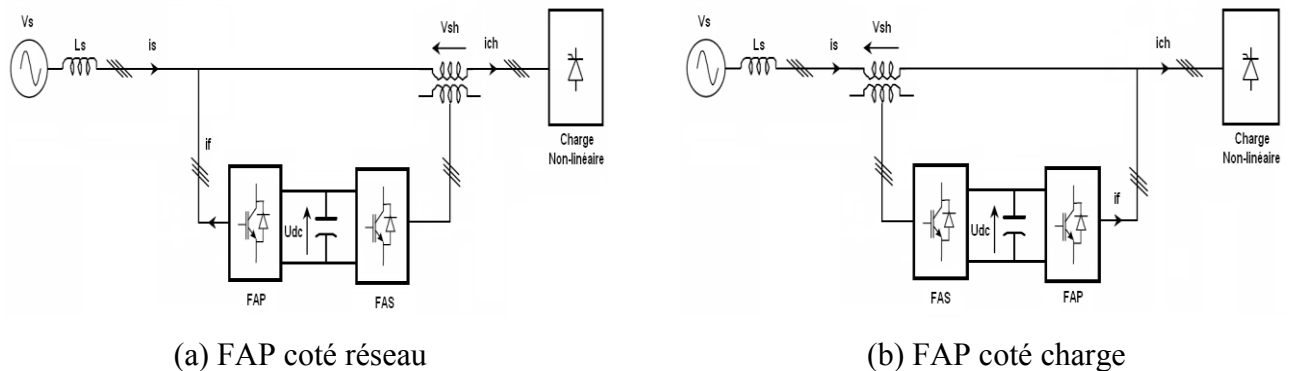


Fig. IV-1 Structures d'un UPQC

IV.4 Avantages et inconvénients des structures de l'UPQC

Si on compare un FAS et un UPQC, on trouve que l'UPQC présente les avantages suivants :

- Ne nécessite pas une source de tension séparée,
- Filtre les courants harmoniques coté source et restaure la tension coté charge,
- Rend le courant traversant le transformateur d'injection placé en série avec la source d'alimentation réduisant ainsi les pertes engendrées par les courants harmoniques dans le transformateur.

Aujourd'hui les systèmes UPQC sont des candidats potentiels et promoteurs pour l'amélioration de la qualité d'énergie électrique [ALA01], [KHO06], [MEK08], [KES10], [FUJ98].

IV.4.1 Conditionneur parallèle-série

IV.4.1.1 Avantages

- Dans tous les cas (en particulier pour un creux de tension) le courant de la charge passe à travers le FAS,
- Les ondulations du courant causé par la commutation du convertisseur du FAP à haute fréquence ne traversent pas l'inductance du transformateur série et donc la tension au point de raccordement est moins perturbée.

IV.4.1.2 Inconvénients

- Le FAP n'est pas protégé contre les perturbations de tension de réseau (creux, harmoniques, surtension),
- Le courant qui passe par le filtre série à la même forme d'onde que celui de la charge non-linéaire,
- Les harmoniques du courant de la charge traversant le transformateur série exige l'utilisation d'un transformateur de puissance plus importante.

IV.4.2 Conditionneur série-parallèle

IV.4.2.1 Avantages

- Le FAP compense les courants harmoniques et il n'est pas protégé contre les perturbations en tension provenant du réseau,
- Le FAS ne voit qu'une charge linéaire équilibré et résistive,
- Le courant traversant le transformateur série est un courant sinusoïdal et sans harmonique, un transformateur avec un rapport de transformation unitaire peut être utilisé réduisant ainsi le prix globale du système,
- Le FAS élimine toutes les perturbations coté alimentation, par conséquent au point de raccordement (FAP et charge non-linéaire) une tension sinusoïdale équilibré et parfaite sera maintenue.

IV.4.2.2 Inconvénients

- Pendant un creux de tension, le FAP fournit les puissances nécessaires pour le FAS en tirant cette puissance du réseau, dans ce cas les courants de la charge et le courant du FAP passent à travers le transformateur série ce qui conduit au surdimensionnement du FAS.

IV.5 Ecoulement de puissance dans un UPQC

L'UPQC est contrôlé de façon à ce que le courant source soit sinusoïdale et en phase avec la tension source et en même temps la tension aux bornes de la charge soit toujours sinusoïdale et égale à une valeur désirée. Donc, la tension injectée par le filtre actif série est égale à la différence entre la tension d'alimentation et la tension idéale désirée aux bornes de la charge. La fonction du filtre actif shunt est de maintenir la tension du bus continu à une valeur constante ainsi que la compensation de la puissance réactive, d'où le réseau fournit uniquement la puissance active [KHA06], [MEK08]. Dans ce qui suit, on considère que la tension aux bornes de la charge est en phase avec la tension du réseau. Cela se fait par l'injection d'une tension en phase ou en opposition de phase avec la tension de source respectivement, en cas de creux de tension ou surtension, ceci suggère une puissance active qui traverse le filtre série, la tension injectée par le filtre série doit être positive ou négative, selon l'amplitude de la tension de source, surtension ou chute de tension et par conséquent la puissance active est absorbée ou fournie. Dans ce cas, la puissance réactive est compensée par le filtre actif shunt.

Pendant un creux de tension assez long, le FAS injecte la puissance correspondante à la profondeur du creux. Cependant cette puissance sera tirée du réseau par le FAP est délivrée au FAS à travers le bus continu, dans ces conditions nous avons l'équation suivante :

$$P_{in-pcc} = P_{in} + P_{série} + P_{loss} \quad \text{IV-1}$$

Avec :

P_{in} : Puissance fournie par la source d'alimentation,

P_{in-pcc} : Puissance écoulee au point de raccordement (PCC),

$P_{série}$: Puissance active absorbée par le filtre série émanant du bus continu,

P_{loss} : Pertes totales dans les convertisseurs du FAP et FAS.

La puissance active délivrée à la charge non-linéaire $P_{out} = P_{Load}$ peut être simplifiée comme suit :

$$P_{out} = P_{in-pcc} - P_{parrallèle} \quad \text{IV-2}$$

Ou : $P_{parrallèle} = P_{série}$ est la puissance active demandée par le FAS.

IV.5.1 Mode de fonctionnement normale

Lorsque l'UPQC n'est pas connecté au réseau (conditions normales de fonctionnement), la puissance réactive demandée par la charge est complètement fournie par la source comme le montre la Fig. IV-2. Quand l'UPQC est connecté au réseau, le FAP devient opérationnel et permet la compensation de l'énergie réactive mise en jeu dans le réseau électrique.

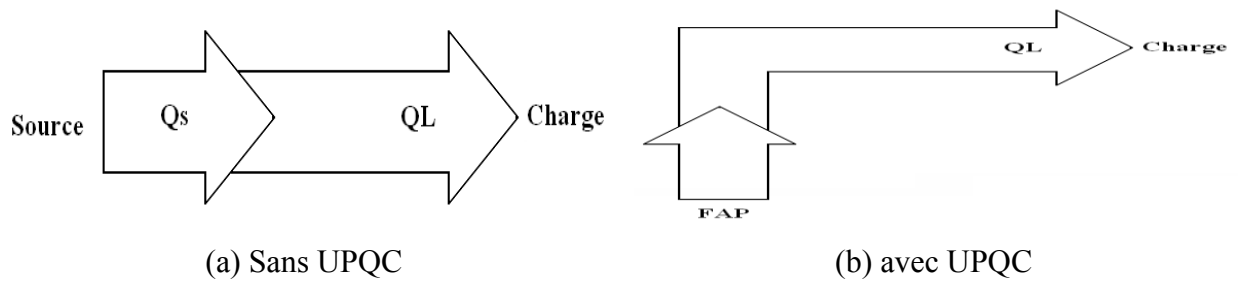


Fig. IV-2 Ecoulement de la puissance réactive

IV.5.2 Compensation d'un creux de tension

En cas de la compensation d'un creux de tension, le filtre série injecte au réseau une puissance active $P_{série}$, le courant source augmente, afin de maintenir l'équilibre de puissance dans le réseau et garder la tension du bus continu à la valeur désirée. L'écoulement de puissance active, se fait du réseau vers le filtre actif shunt, du shunt vers le série par l'intermédiaire du bus continu et finalement du filtre série à la charge. Ainsi, la charge absorbera la puissance désirée même pendant le creux de tension. Dans ce cas, la puissance active absorbée par le filtre shunt du réseau $P_{parallèle}$ est égale à la puissance active fournie par le filtre série $P_{série}$ à la charge, l'écoulement de puissance est montré sur la Fig. IV-3.

P_s : Puissance fournie par la source à la charge lors d'un creux de tension,

$$P_{in} : P_s + P_{série}$$

$P_{série}$: Puissance injectée par le filtre série, d'une telle manière que la somme $P_s + P_{série}$ sera la puissance demandée par charge pendant les conditions de travail normal.

$P_{parallèle}$: Puissance absorbée par le filtre actif shunt lors du creux de tension avec $P_{série} + P_{parallèle}$.

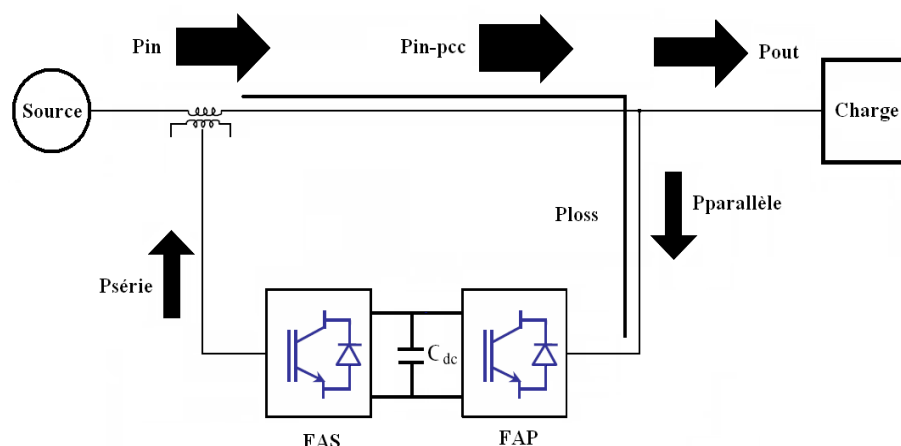


Fig. IV-3 Ecoulement de la puissance active lors d'un creux de tension

IV.5.3 Compensation d'une surtension

Dans le cas d'une surtension, le filtre série absorbe une puissance active $P_{série}$ du réseau, le courant source diminue par rapport à la valeur nominale. Pour maintenir la tension du bus continu à la valeur constante, le contrôleur du filtre actif shunt réduit le courant source. En d'autres termes, nous pouvons dire que l'UPQC tire la puissance supplémentaire du réseau. L'écoulement de puissance est montré sur la fig. IV-4.

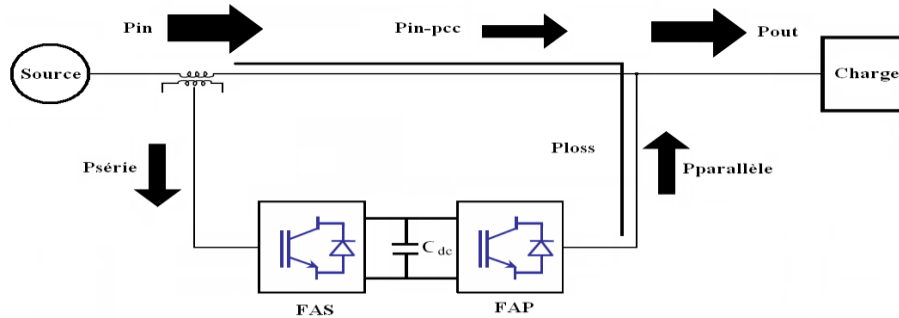


Fig. IV-4 Ecoulement de la puissance active lors d'une surtension

IV.6 Topologies d'UPQC à base de convertisseurs de tension deux et trois-niveaux (NPC)

La structure générale de l'UPQC est composée de deux blocs de puissance l'un assurant le rôle du filtre actif parallèle et l'autre celui du filtre actif série. Ces deux systèmes de filtrage ont été largement étudiés dans le chapitre II et III. La topologie conventionnelle consiste en l'utilisation de deux convertisseurs de tension à deux niveaux comme c'est montré dans la Fig. IV-5. Les avantages d'une telle configuration sont :

- Ne nécessite pas une source de tension séparée avec régulation de la tension du bus continu à travers le FAP,
- Permet de filtrer les harmoniques de courant et tension et compense les différentes perturbations liées à la tension.

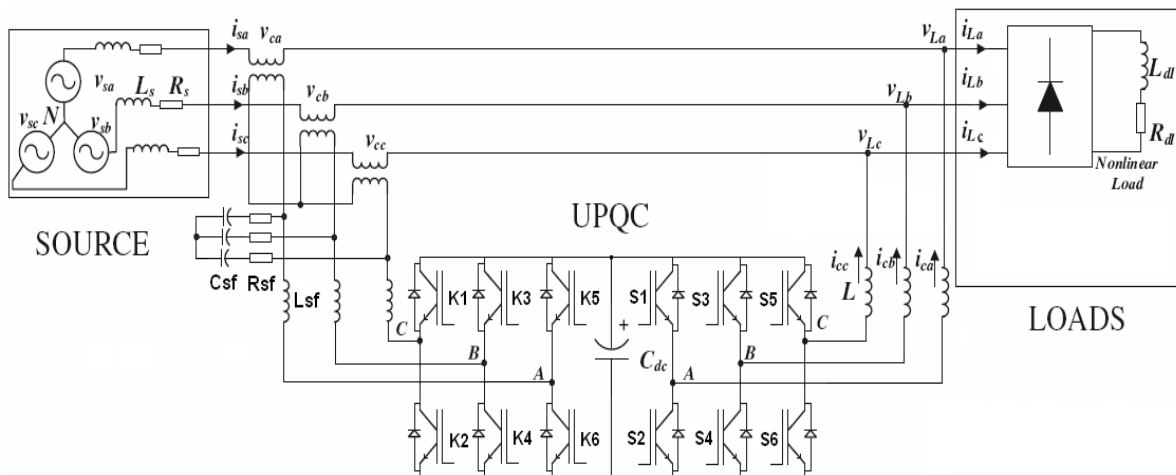


Fig. IV-5 UPQC à base de convertisseur de tension deux niveaux

La topologie d'un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC) est montrée dans la Fig. IV-6. Cette structure est dédiée aux applications de moyenne et grande puissance [IVA07]. Elle permet de réduire les harmoniques et les ondulations des tensions et courants générés [LUI05].

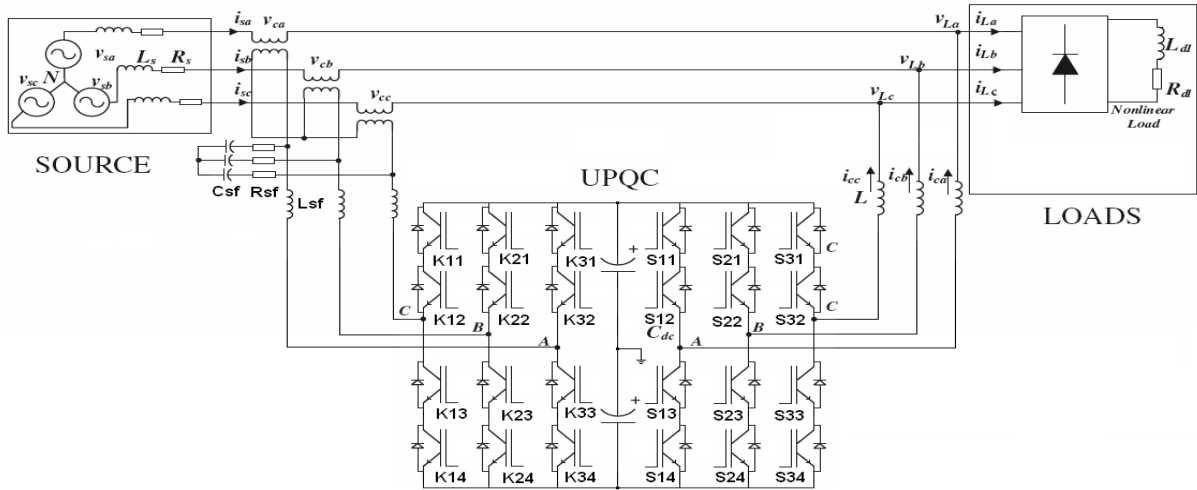


Fig. IV-6 UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

IV.7 Commande du Conditionneur Universel Parallèle-Série (UPQC)

IV.7.1 Stratégies de contrôle d'un UPQC

Parmi les différentes stratégies de contrôle d'un UPQC, nous allons présenter celle proposé par Yash Pal [YAS10]. Cette stratégie a donnée des résultats satisfaisants pour l'ensemble des perturbations pouvant être rencontrés dans un réseau électrique. Les tensions de référence (v^*_{La} , v^*_{Lb} , v^*_{Lc}) sont obtenus en utilisant la transformation de Park inverse donné par l'équation (IV-3). Une PLL est nécessaire pour générer les signaux en quadrature ($\sin\omega t$ et $\cos\omega t$). Seule la composante 'Vd' est considérée, les deux autres composantes 'Vq' et 'Vo' sont égal à zéro.

$$\begin{bmatrix} v^*_{La} \\ v^*_{Lb} \\ v^*_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV-3}$$

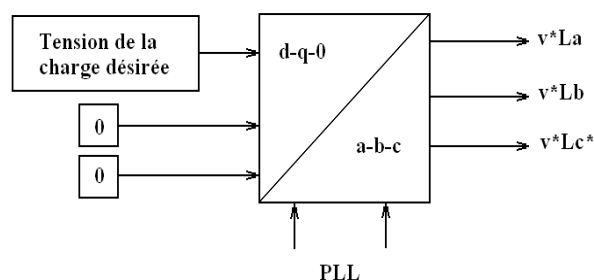


Fig. IV-7 Schéma de contrôle du FAS utilisant la méthode SRF

Les courants de référence sont obtenus en utilisant la méthode SRF, dans un premier temps les courants de charge sont transformés en composantes (d-q-o) en utilisant la transformation du Park.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad \text{IV-4}$$

La composante du courant sur ‘d’ passe par un Filtre passe bas afin d’extraire sa composante continue ($i_d = i_{d-dc} + i_{d-ac}$), les deux autres composantes i_q et i_o sont nulles. La boucle de régulation en tension assure le maintien de la tension U_{dc} constante et permette la compensation des pertes dans le convertisseur. Finalement, les courants de référence source ($i^*_{sa}, i^*_{sb}, i^*_{sc}$) sont obtenus par la transformation de Park inverse comme le montre la Fig. IV-8.

$$\begin{bmatrix} i^*_{sa} \\ i^*_{sb} \\ i^*_{sc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_o^* \end{bmatrix} \quad \text{IV-5}$$

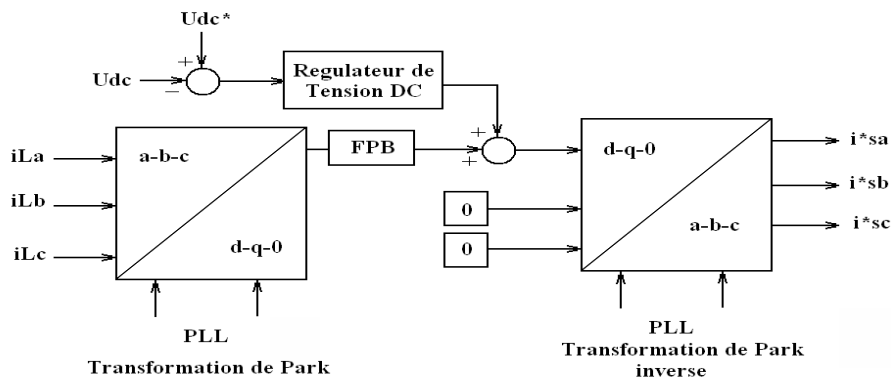


Fig. IV-8 Schéma de contrôle du FAP utilisant la méthode SRF

Une deuxième variante de stratégie de contrôle de l’UPQC est celle proposé par [KES10]. Le contrôle du FAS est basé sur le calcul de la séquence positive des tensions de référence. L’algorithme transforme tout d’abord les tensions V_{sabc} en deux tensions V_{sd} et V_{sq} en utilisant la transformation (d-q-o) donné par l’équation :

$$\begin{bmatrix} v_{so} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{IV-6}$$

La tension V_{sd} est la somme d'une composante alternatif et d'une composante continue, cette dernière est calculée en utilisant un filtre passe bas de second ordre. Les tensions de références v_{Labc} sont calculés selon l'équation (IV-7) donné par :

$$\begin{bmatrix} v_{La}^* \\ v_{Lb}^* \\ v_{Lc}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) & 1 \\ \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV-7}$$

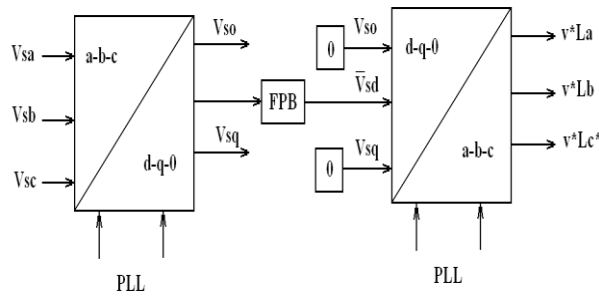


Fig. IV-9 Schéma de contrôle du FAS utilisant la méthode SRF

Le bloc générant les courants de référence nécessaire au contrôle du FAP est représenté dans la Fig. IV-10. La méthode de la puissance réactive instantanée (pq) est utilisée, elle consiste en la transformation des courants et des tensions triphasés instantanées en tensions et courants biphasé selon les équations (IV-8) et (IV-9) en utilisant la transformation (α - β) :

$$\begin{bmatrix} v_o \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{IV-8}$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{IV-9}$$

Les composantes instantanées de la puissance active et réactive sont calculées en utilisant les courants et les tensions phase-neutre donnés par l'équation (IV-10).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{IV-10}$$

La puissance réelle et imaginaire incluant les composantes alternative et continue, est donné par :

$$p_o = v_o * i_o \quad , \quad p = \bar{p} + \bar{p} \quad \text{IV-11}$$

Les courants de référence $i_{s\alpha}^*$ et $i_{s\beta}^*$ dans le repère biphasé (α - β) sont obtenus moyennant l'équation (IV-12), Ils sont transformés en trois courants triphasés de référence (i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^*) en utilisant la transformation (α - β -abc).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + p_o + \bar{p}_{loss} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV-12}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{so}^* \\ i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} \quad \text{IV-13}$$

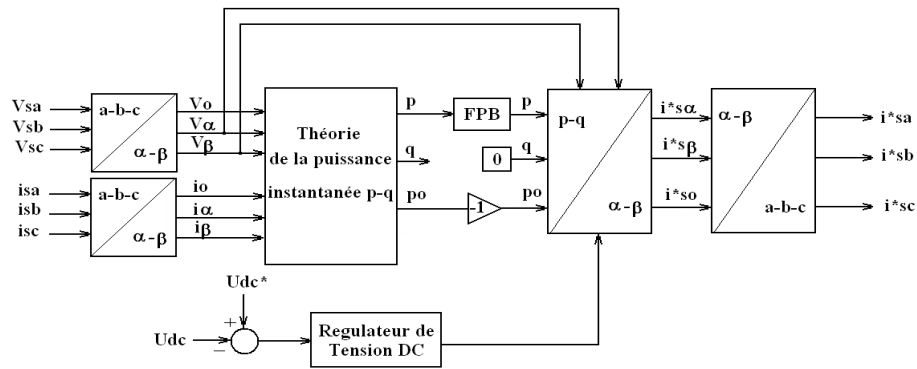


Fig. IV-10 Schéma de contrôle du FAP utilisant la méthode PQ

La stratégie que nous proposons pour le contrôle de l'UPQC est basée sur la méthode SRF pour l'identification des courants de référence et sur la méthode PQ pour la détermination des tensions de référence, ces deux techniques de contrôle sont largement détaillées dans le chapitre II et III.

IV.7.2 Commande du FAP

Cette méthode a été largement décrite dans la chapitre II. Elle consiste en la transformation des courants de charge triphasée en un système de courant biphasé en utilisant la transformation de Concordia. Les courants biphasés dans le référentiel (α - β) sont ensuite transformés en deux

composantes dans le référentiel (d-q), des signaux en sinus et cosinus synchronisés avec les tensions simples du réseau sont indispensables. Les composantes obtenues peuvent être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative, un courant additionnelle nécessaire à la régulation de la tension du bus continue et à la compensation des pertes dans le convertisseur est ajouté à composante directe du courant, enfin les courants de référence sont obtenus en utilisant la transformation (α - β / abc).

Le schéma de principe de la méthode référentiel synchrone est donné par la Fig. IV-11

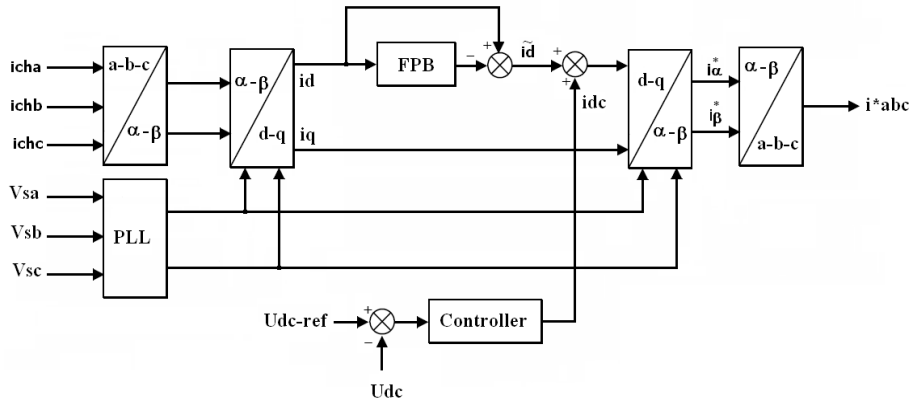


Fig. IV-11 Schéma de contrôle du FAP utilisant la méthode SRF

IV.7.3 Commande du FAS

Admettons que la tension source (u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}) est triphasé symétrique et polluée, l'application de la transformation de Concordia C32 permet de faire passer le système de tension triphasé en un système biphasé équivalent. Une image du courant source triphasée sinusoïdale est introduite, cette dernière est aussi transformée en utilisant la même transformation (abc - $\alpha\beta$). En faisant appel à la théorie de la puissance réactive instantanée [REY96] on calcule les puissances active p et réactive q , l'utilisation des filtres passe-bas permet d'obtenir les deux grandeurs de référence correspondante. Les tensions fondamentales dans le référentiel (α - β) sont alors obtenues. Le passage du système biphasé à un système triphasé est réalisé moyennant la transformation de Concordia inverse C23.

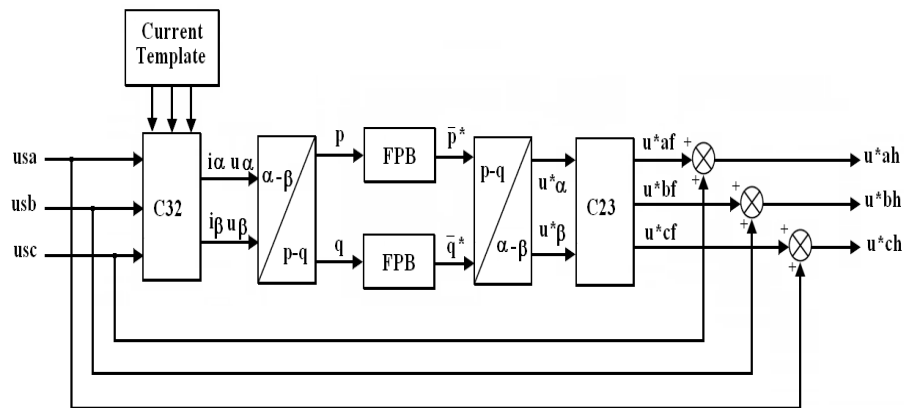


Fig. IV-12 Schéma de contrôle du FAS utilisant la méthode PQ

IV.7.4 Régulation de la tension continue

La gestion du bus continu dans l'UPQC relève du rôle du filtre actif parallèle. Celui-ci détermine la puissance active nécessaire pour garder la tension du bus continu constante, en régimes permanent ou transitoire. Les facteurs principaux qui affectent les fluctuations de la tension aux bornes du condensateur de stockage sont :

- la puissance fluctuante $\tilde{p}_L(t)$ créée par les composantes harmoniques du courant de la charge non-linéaire,
- le déséquilibre de puissance active pendant les temps transitoires,
- la puissance active absorbée par le filtre série pour compenser les creux de tensions.

Dans le cas d'une charge non-linéaire inductive, la puissance alternative $\tilde{p}_L(t)$ a pour expression :

$$\tilde{p}_L(t) = \sum_1^{\infty} P_{6n} \cos(6n\omega t - \varphi_{6n}) \quad \text{IV-14}$$

Et :

$$\tilde{U}_{dc}(t) \cong \frac{P_6}{6\omega C_{dc} V_{dc}} \sin(6\omega t - \varphi_6) \quad \text{IV-15}$$

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance demandée par la charge. Lorsqu'une variation de puissance active se produit dans le système, le condensateur de stockage d'énergie doit fournir la différence de puissance entre le réseau et la charge, cette puissance est donnée par [KHO06], [MEK08]:

$$P_f = P_L - P_s = 3V_s \cdot (I_L \cos \varphi_1 - I_s) = \pm 3V_s \cdot I_o \quad \text{IV-16}$$

P_L est la composante continue consommée par la charge non linéaire, P_s est la puissance active fournie par la source et P_f est la puissance active tirée par le filtre actif parallèle afin de rétablir la tension U_{dc} à une valeur constante. La composante I_o a pour expression :

$$I_o = |I_1 \cos \varphi_1 - I_s| \quad \text{IV-17}$$

I_o représente l'amplitude du courant fondamental actif du courant $i_o(t)$ nécessaire pour assurer l'équilibre des puissances actives. Le courant $i_o(t)$ est constitué de deux composantes fondamentales :

$$i_o(t) = I_{ms} \sin(\omega t) + I_{mo} \sin(\omega t) \quad \text{IV-18}$$

La composante $I_{ms} \sin(\omega t)$ correspond à la puissance active consommée par le filtre actif série pendant le creux de tension et $I_{mo} \sin(\omega t)$ se rapporte aux pertes de puissance consommées par les interrupteurs de puissance dans les convertisseurs [KHO06], [MEK07].

IV.8 Simulation du fonctionnement d'un UPQC parallèle-série alimentant une charge inductive

La structure du système de compensation universel (UPQC) retenu pour les travaux de simulation est représentée par la Fig. IV-13. Le filtre de sortie du FAS est un filtre passif du deuxième ordre, représenté par l'inductance L_f et la capacité C_f . Ce filtre sert d'une part, à connecter le convertisseur de tension au réseau électrique et d'autre part à empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique. Le filtre de sortie du FAP est une inductance L . Les convertisseurs de tension peuvent être à deux ou trois-niveaux (NPC). La régulation de la tension du bus continu est réalisée à travers le filtre actif parallèle.

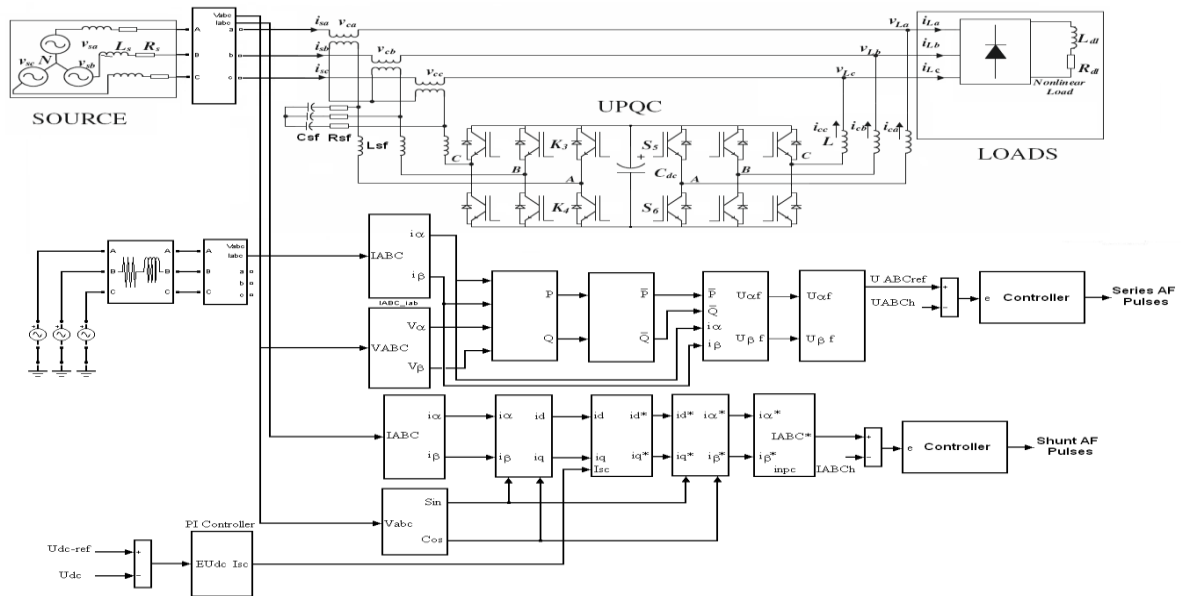


Fig. IV-13 Schéma de principe d'un UPQC

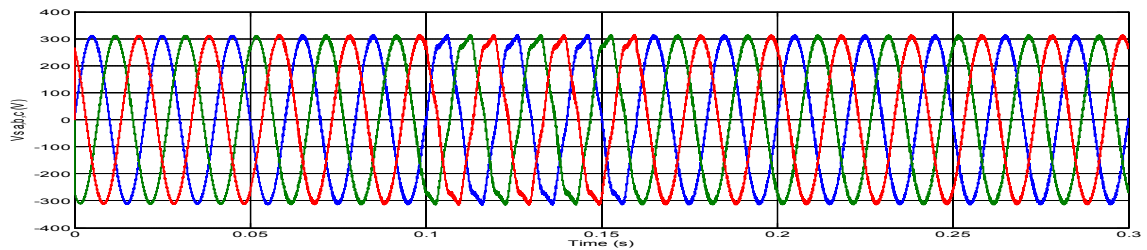
IV.8.1 UPQC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux

Dans cette partie nous présentons et analysons les performances obtenues par simulation de l'UPQC à structure série-parallèle à base d'un convertisseur de tension deux niveaux. Le système UPQC triphasé à l'étude est celui de la Fig. IV13. La stratégie de contrôle utilise la méthode SRF pour l'identification des courants de références et la méthode PQ pour la détermination des tensions de compensation. Les résultats de simulation obtenus ci-dessous représentent les performances du conditionneur actif (UPQC) lors de la compensation d'un creux de tension, une surtension, les harmoniques de tension, ainsi que la compensation des harmoniques de courant afin d'assurer un courant source et une tension aux bornes de la charge sinusoïdaux équilibrés.

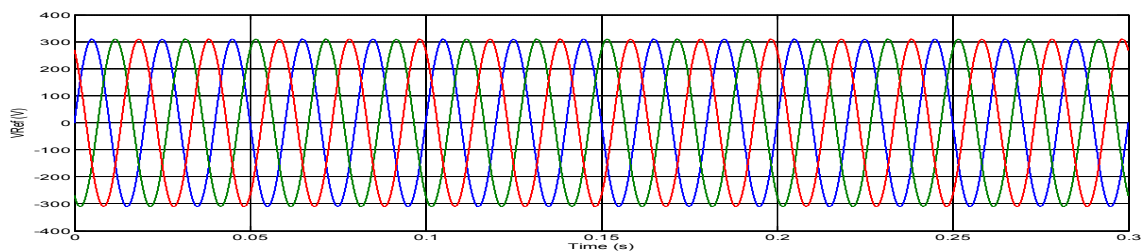
II.8.1.1 Compensation des harmoniques de tension et de courant

La Fig. IV-14 montre le comportement de l'UPQC lors de la compensation des harmoniques de tension et de courant. La méthode d'identification des courants de référence et la méthode du repère de référence synchrone et la méthode d'extraction des tensions de compensation est celle des

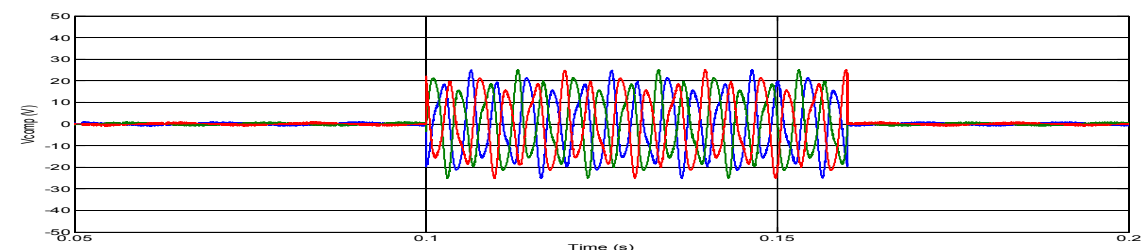
puissances active et réactive instantanées. Pour visualiser les performances individuelles du FAP et du FAS, chaque système est mis en opération à des instants différents. On constate bien que le système UPQC compense parfaitement cette double perturbation harmoniques, en effet avant compensation le courant source est hautement pollué avec un $THDi=26.56\%$. Une fois le système UPQC est mis en opération les harmoniques du courant source sont nettement réduite avec un $THDi=5.42\%$ alors que pour la tension de charge le $THDv$ est légèrement réduit ($THDv= 5.79\%$). La réponse de l'UPQC est instantanée sans retard, cependant on constate que la tension continue U_{dc} présente quelques ondulations pendant la période de compensation des harmoniques.



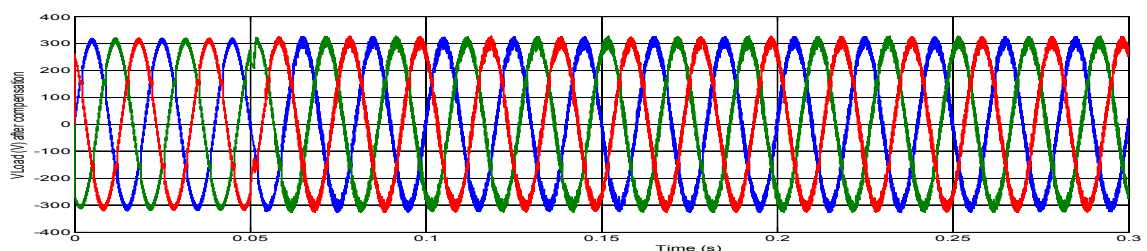
(a) Tension source $V_s\text{-abc(V)}$



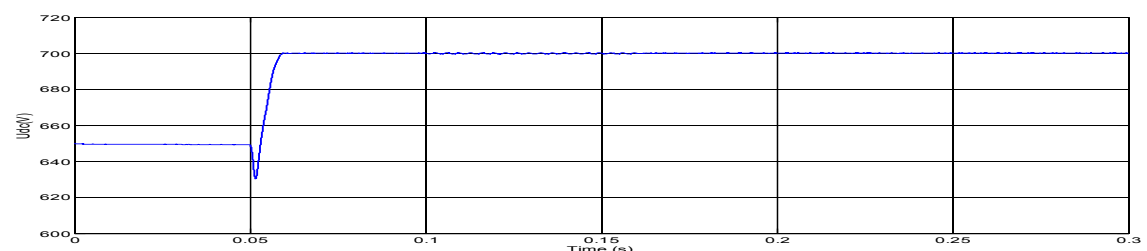
(b) Tension de référence $V_{ref}\text{-abc(V)}$



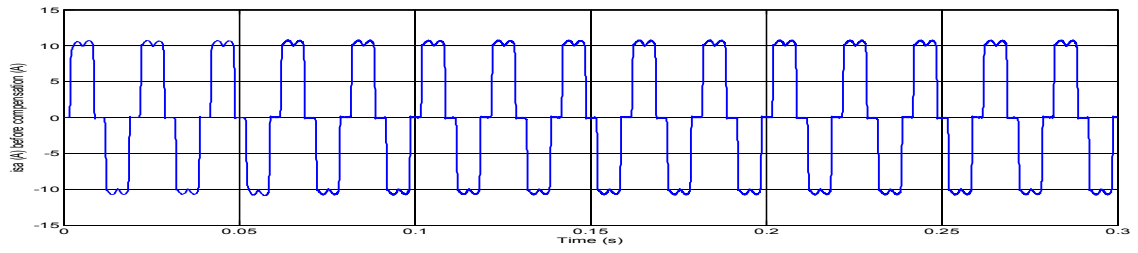
(c) Tension de compensation $V_{comp}\text{-abc(V)}$



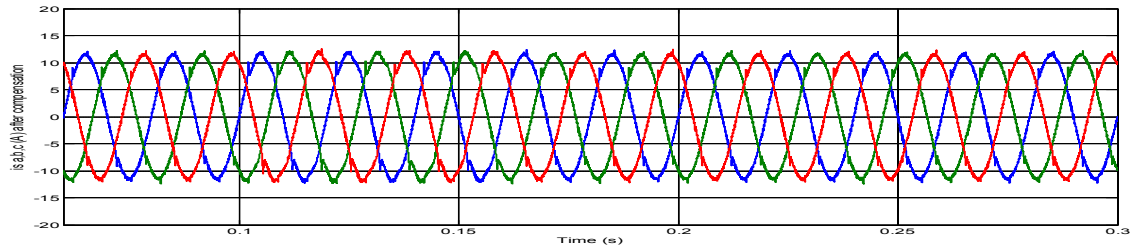
(d) Tension charge avec compensation $V_{ch}\text{-abc(V)}$



(e) Tension du bus continu $U_{dc}(V)$

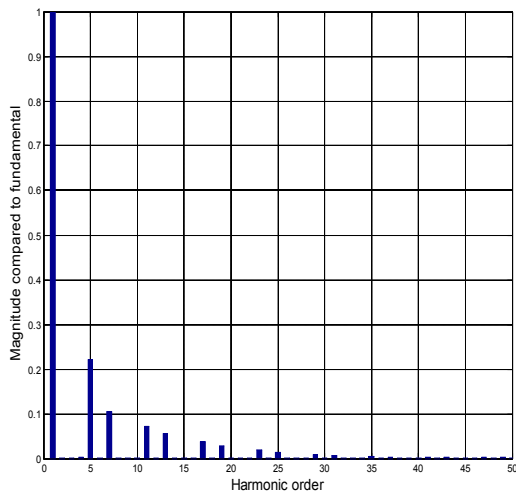


(f) Courant source sans compensation is_a(A)

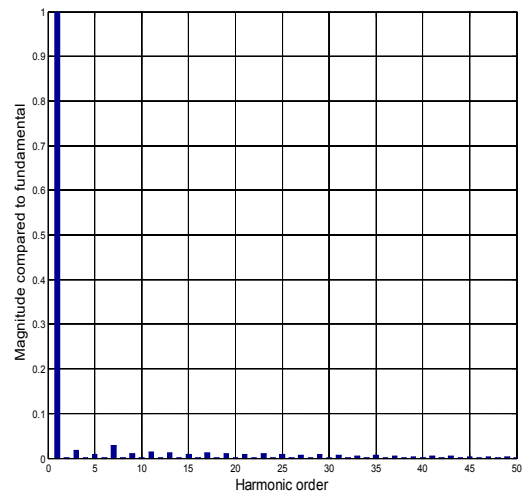


(g) Courant source avec compensation is_{a-b-c}(A)

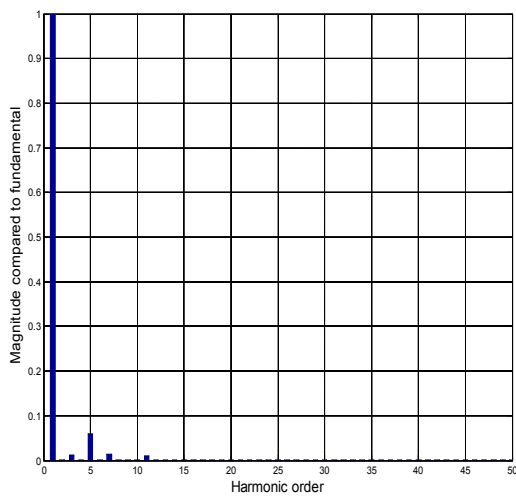
Fig. IV-14 Compensation des harmoniques de tension et de courant moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux (Harmoniques Type 1)



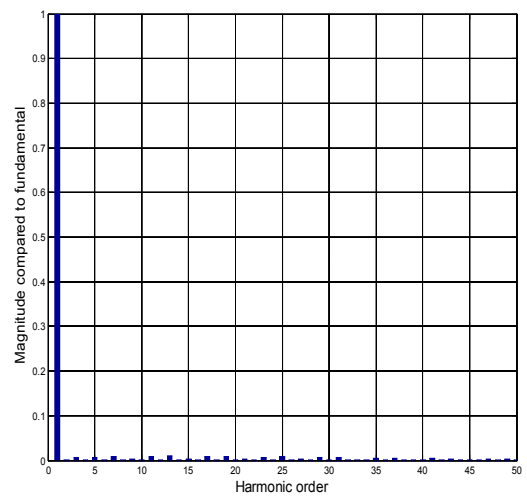
Sans UPQC (THDi=26.58%)



Avec UPQC (THDi=5.42%)



Sans UPQC (THDv=6.34%)



Avec UPQC (THDv=5.79%)

Fig. IV-15 Spectre des harmoniques du courant source et de tension de charge: UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux (Harmoniques Type 1)

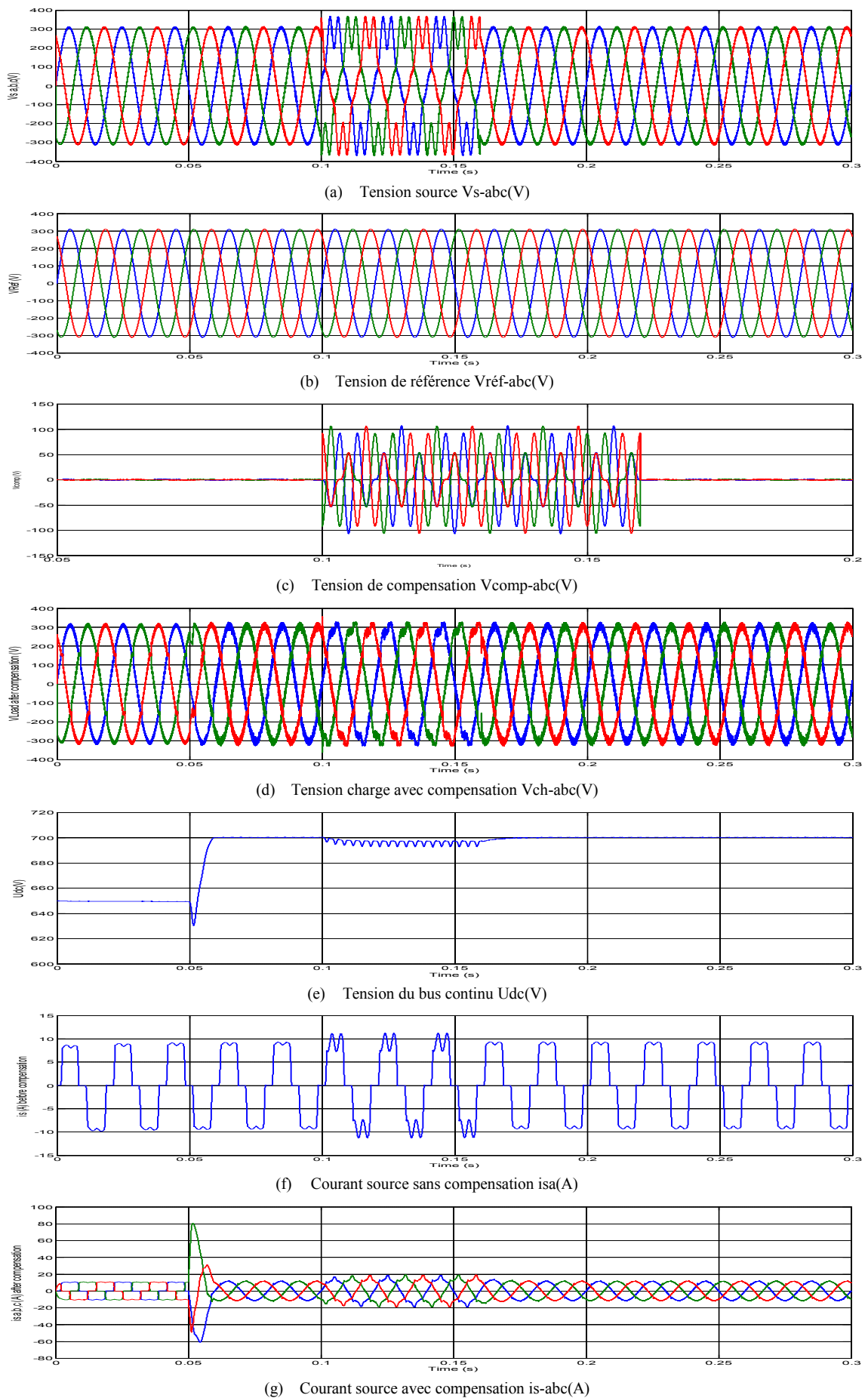
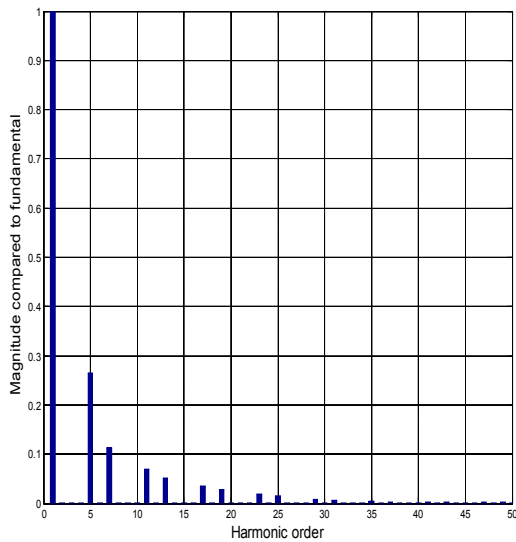
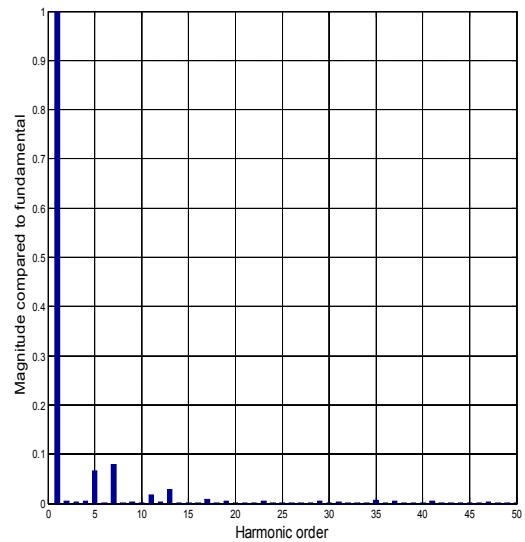


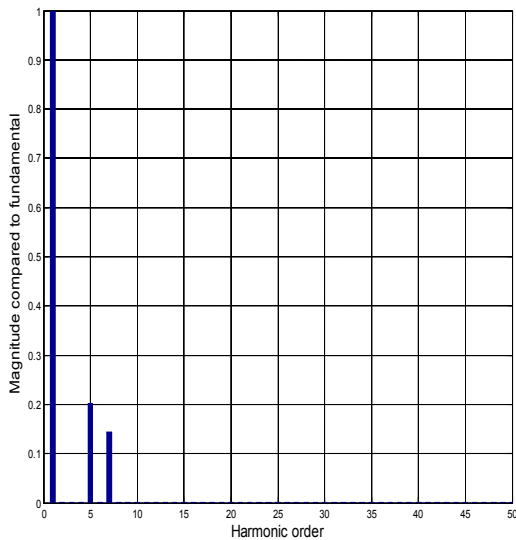
Fig. IV-16 Compensation des harmoniques de tension et de courant moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux (Harmoniques type 2)



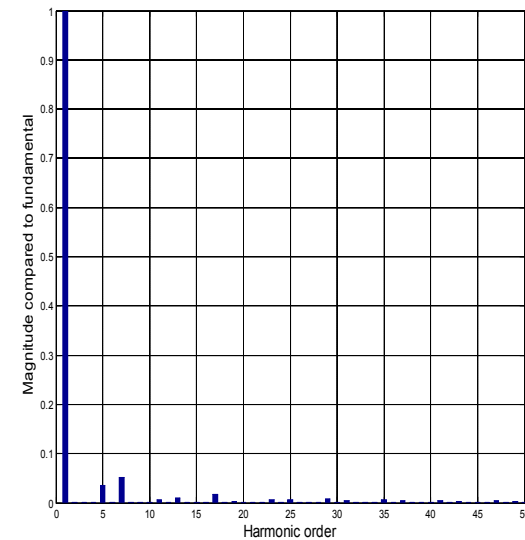
Sans UPQC (THDi=30.47%)



Avec UPQC (THDi=11.03%)



Sans UPQC (THDv=24.67%)



Avec UPQC (THDv=8.29%)

Fig. IV-17 Spectre des harmoniques du courant source et de tension de charge: UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux (Harmoniques Type 2)

Les résultats de simulation pour le deuxième type d'harmoniques de tension sont représentés dans la Fig. IV-15, nous constatons que dans ce cas le THDi passe de 30.47% à 11.03% alors que le THDv passe de 24.67% à 8.29%. La tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} varie légèrement autour de sa valeur de référence $U_{dc-ref}=700V$ est présente quelques ondulations. Pour le troisième type d'harmoniques, voir Fig. IV-18, la tension d'alimentation est fortement polluée, le THDi passe dans ce cas de 53.16% à 9.96% alors que le THDv est réduit de 46.93% à 6.16%. La tension continue est plus ondulée ce qui a influé sur la qualité de compensation des harmoniques courant et tension du système UPQC.

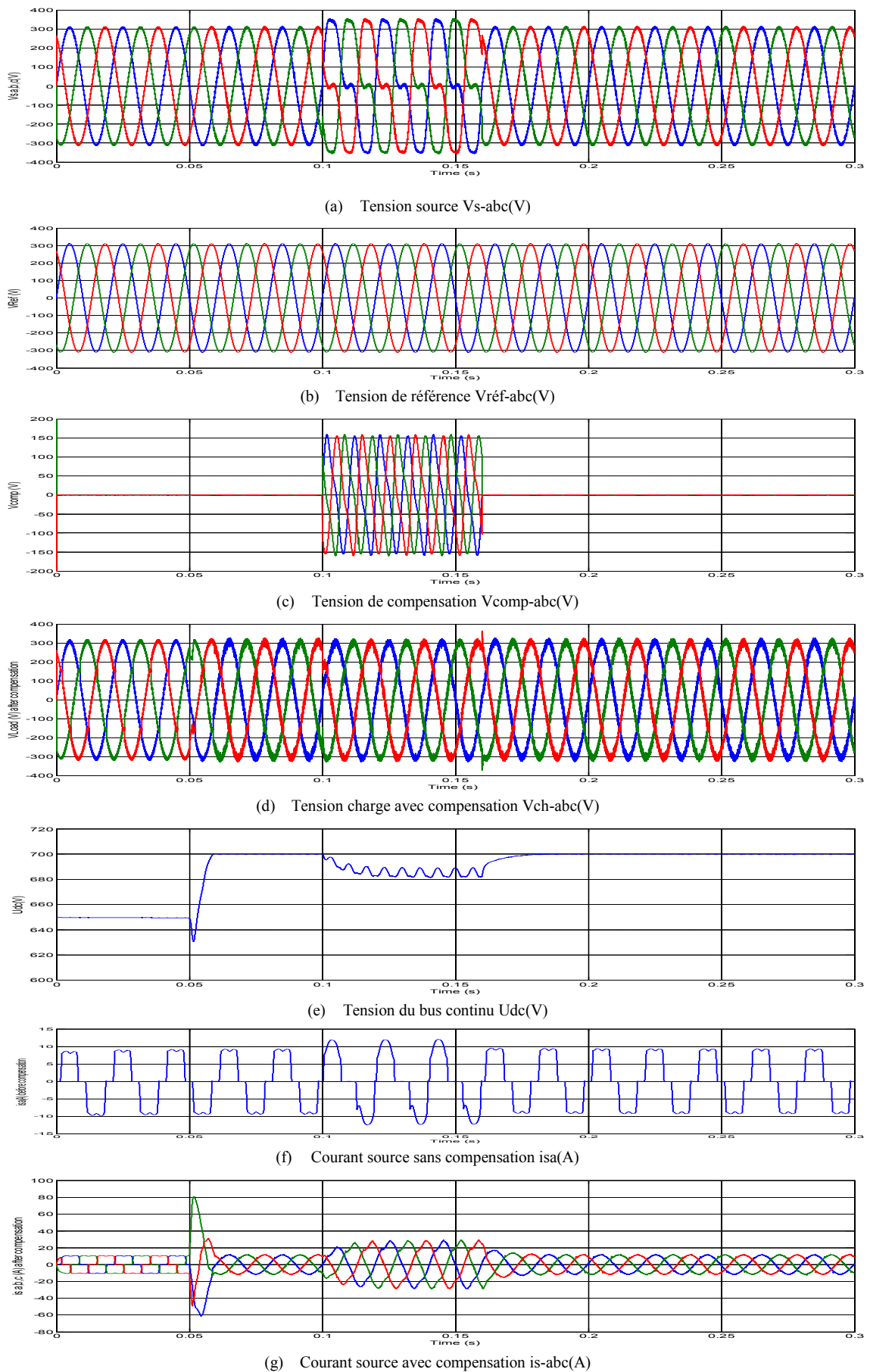
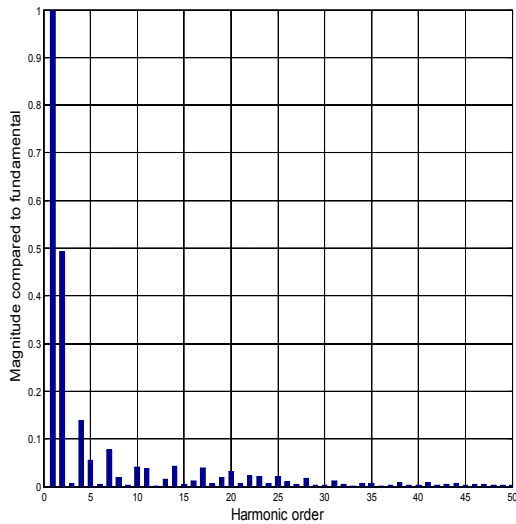
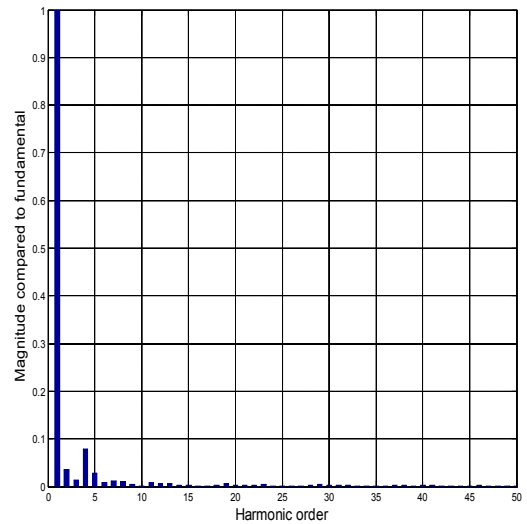


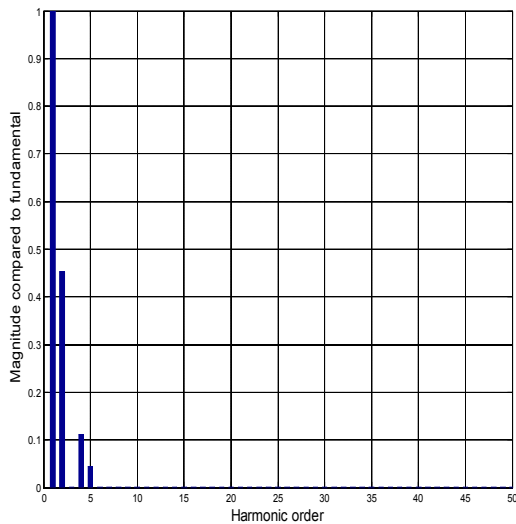
Fig. IV-18 Compensation des harmoniques de tension et de courant moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux (Harmoniques type 3)



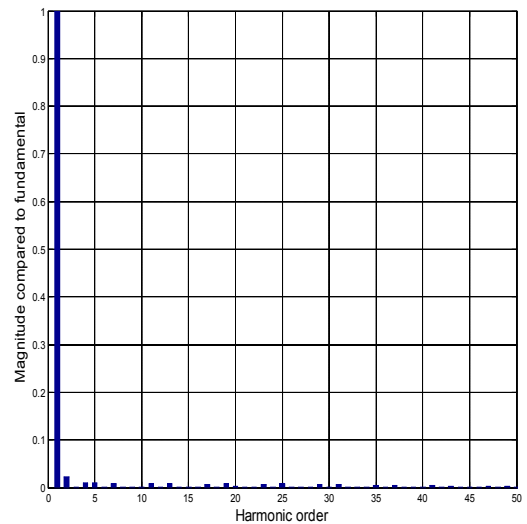
Sans UPQC (THDi=53.16%)



Avec UPQC (THDi=9.64%)



Sans UPQC (THDv=46.93%)



Avec UPQC (THDv=6.16%)

Fig. IV-19 Spectre des harmoniques du courant source et de tension de charge: UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux (Harmoniques Type 3)

Le tableau IV-1, résume les valeurs THDi et THDv obtenus en utilisant le système UPQC proposé en fonction des différents types d'harmoniques.

Harmoniques	Type 1		Type2		Type 3	
	Sans UPQC	Avec UPQC	Sans UPQC	Avec UPQC	Sans UPQC	Avec UPQC
THDi (%)	26.58 %	5.42 %	30.47 %	11.03 %	53.16 %	9.64 %
THDv (%)	6.34 %	5.79 %	24.67 %	8.29 %	46.93 %	6.16 %

Tableau IV-1 Performances de compensation de l'UPQC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux en fonction de différents types d'harmoniques

II.8.1.2 Réponse dynamique lors de la variation brusque de la charge

En vue d'évaluer les performances dynamiques du système UPQC proposé, une perturbation dans la charge (100% de la charge) est introduite volontairement entre les instants $t_1=0.25$ sec et $t_2=0.45$ sec suite à un ensemble de perturbations : creux de tension, surtension, harmoniques et déséquilibre de tension. Nous constatons que l'UPQC agit immédiatement et sans retard afin de compenser les différentes perturbations et atteindre le nouveau régime permanent, les harmoniques de courant ainsi que les autres perturbations sont parfaitement compensés. Durant le régime dynamique, la tension continue U_{dc} est maintenue constante et égale à $U_{dc-ref}=700V$ avec un pic d'environ 7 V et d'une durée de 0.03 sec avant de revenir à la tension de référence.

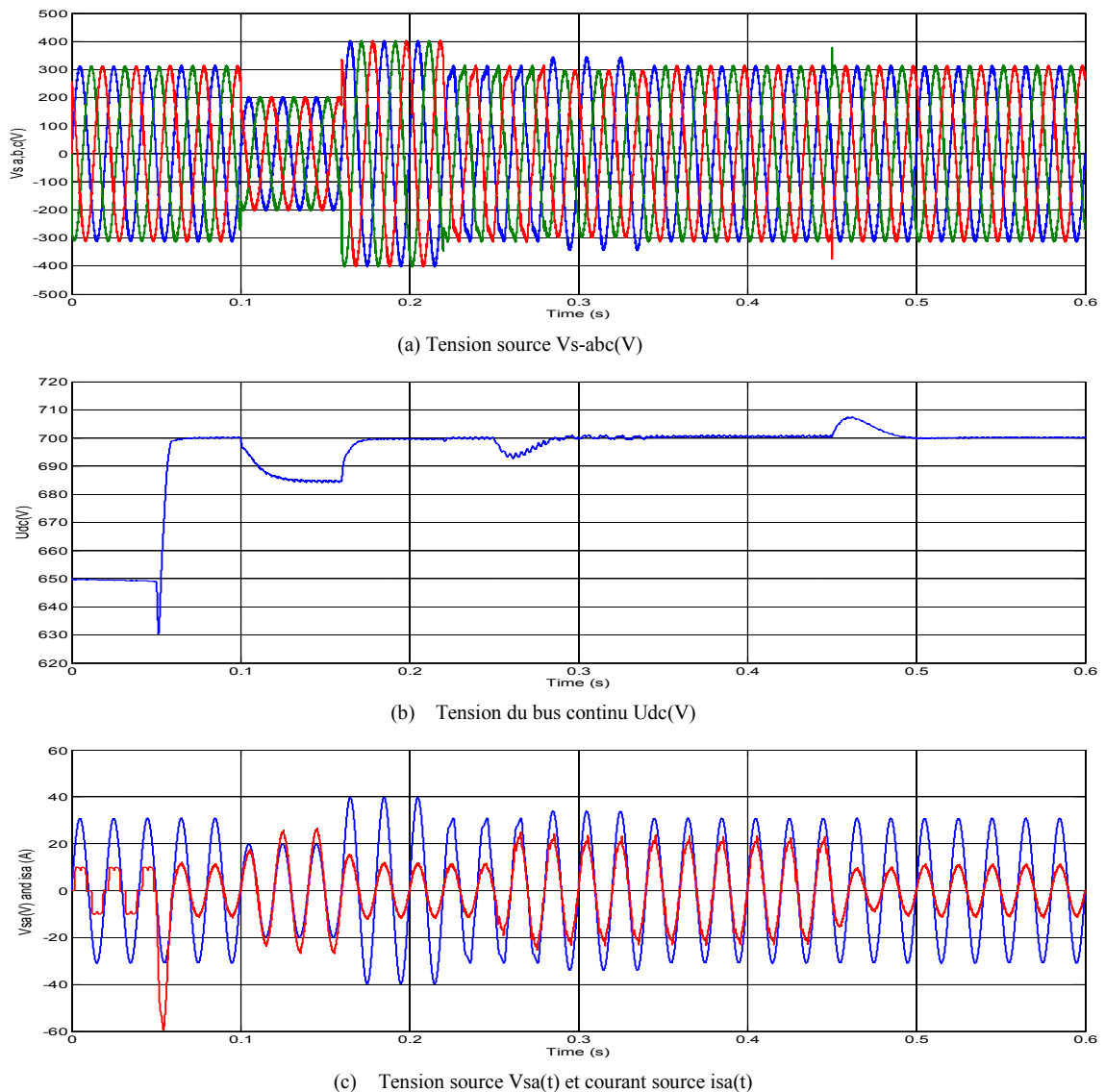


Fig. IV-20 Performances dynamiques lors de la variation brusque de la charge moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux

II.8.1.3 Compensation d'un creux de tension

La figure suivante donne les résultats de simulation obtenus dans le cas de la compensation d'un creux de tension équilibré.

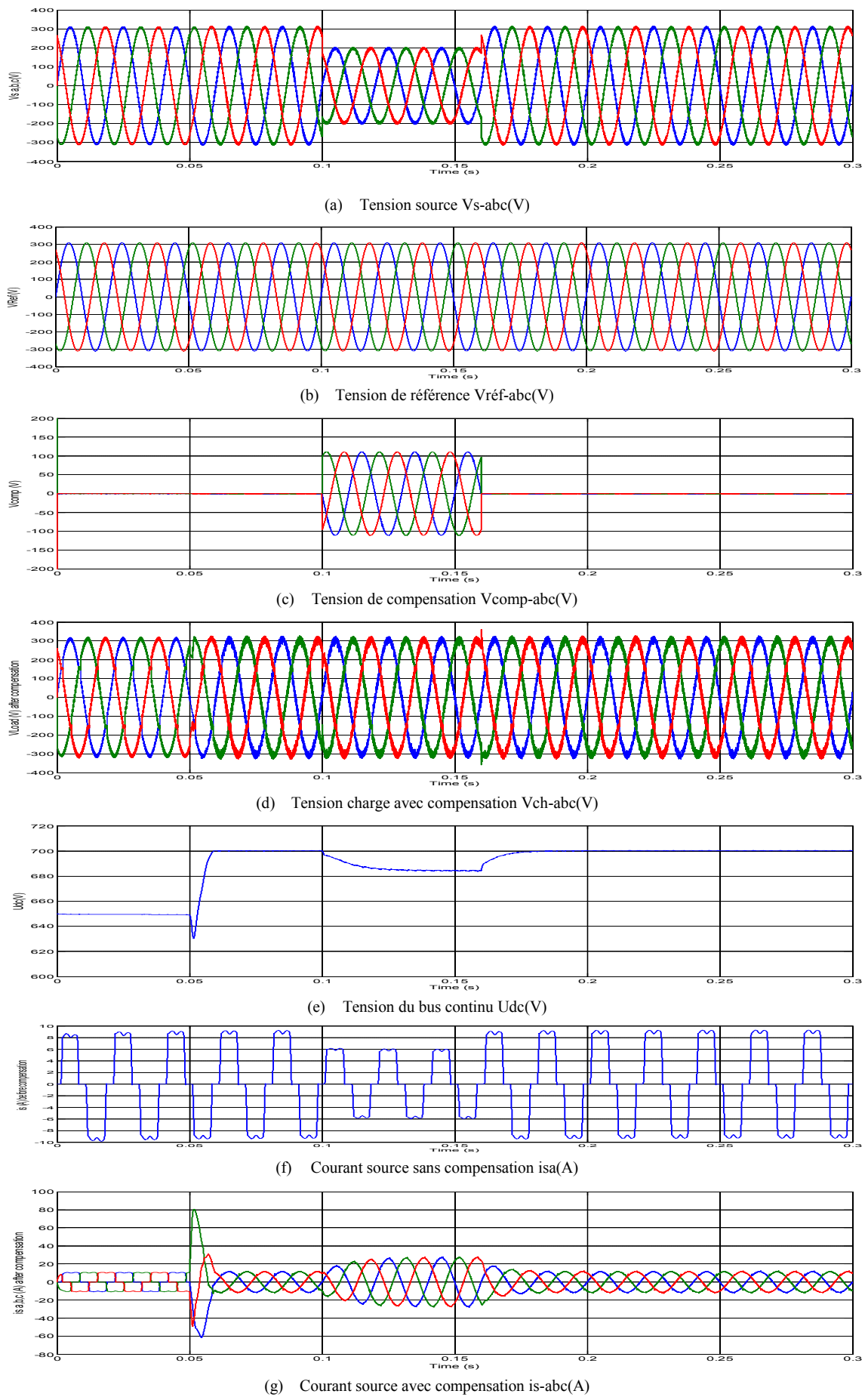
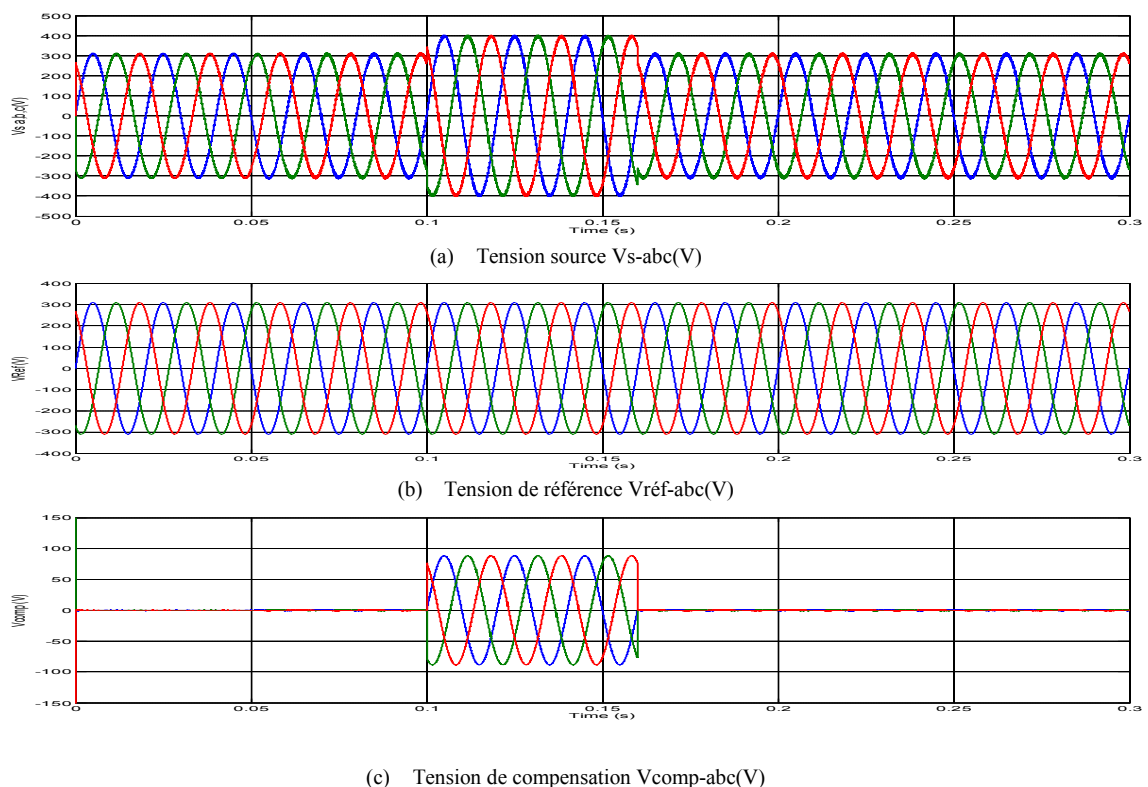


Fig. IV-21 Compensation d'un creux de tension équilibré moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux

Le filtre actif parallèle assure parfaitement sa fonction et compense bien les courants harmoniques, le THDi passe de 26.56% avant compensation à 5.42% après compensation. Il en résulte un courant source sinusoïdal et en phase avec la tension source. Entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.16$ sec, un creux de tension triphasé équilibré d'une profondeur de 30% est introduit volontairement. Les filtres actifs série et parallèle sont tous les deux opérationnels maintenant. Le filtre série réagit en fournissant la puissance demandée à la charge et cela par l'injection des tensions de compensation qui sont égales à la différence entre la tension de référence de la charge et la tension du réseau. Il en résulte une tension sinusoïdale est égale à la tension désirée aux bornes de la charge même pendant le creux de tension. L'augmentation du courant du réseau est due à la recharge du bus continu lors de la compensation du creux de tension. La tension du bus continu U_{dc} suit parfaitement sa référence $U_{dc-ref}=700V$, d'une façon très rapide avec une légère chute de tension lors de la compensation du creux.

II.8.1.4 Compensation d'une surtension

La Fig. IV-22 illustre le comportement de l'UPQC lors d'une surtension triphasée équilibrée importante de 25% introduite entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.16$ sec. Dans ce cas le FAS absorbe une puissance active du réseau avec réduction du courant source par rapport à la valeur nominale. L'augmentation de la tension source pendant une surtension conduit automatiquement à l'augmentation de la tension du bus continu, le maintien de cette tension constante est assuré par le FAP qui réduit le courant source. On peut dire que la puissance active supplémentaire provenant du réseau lors d'une surtension est retransmise dans l'autre sens par la réduction du courant source.



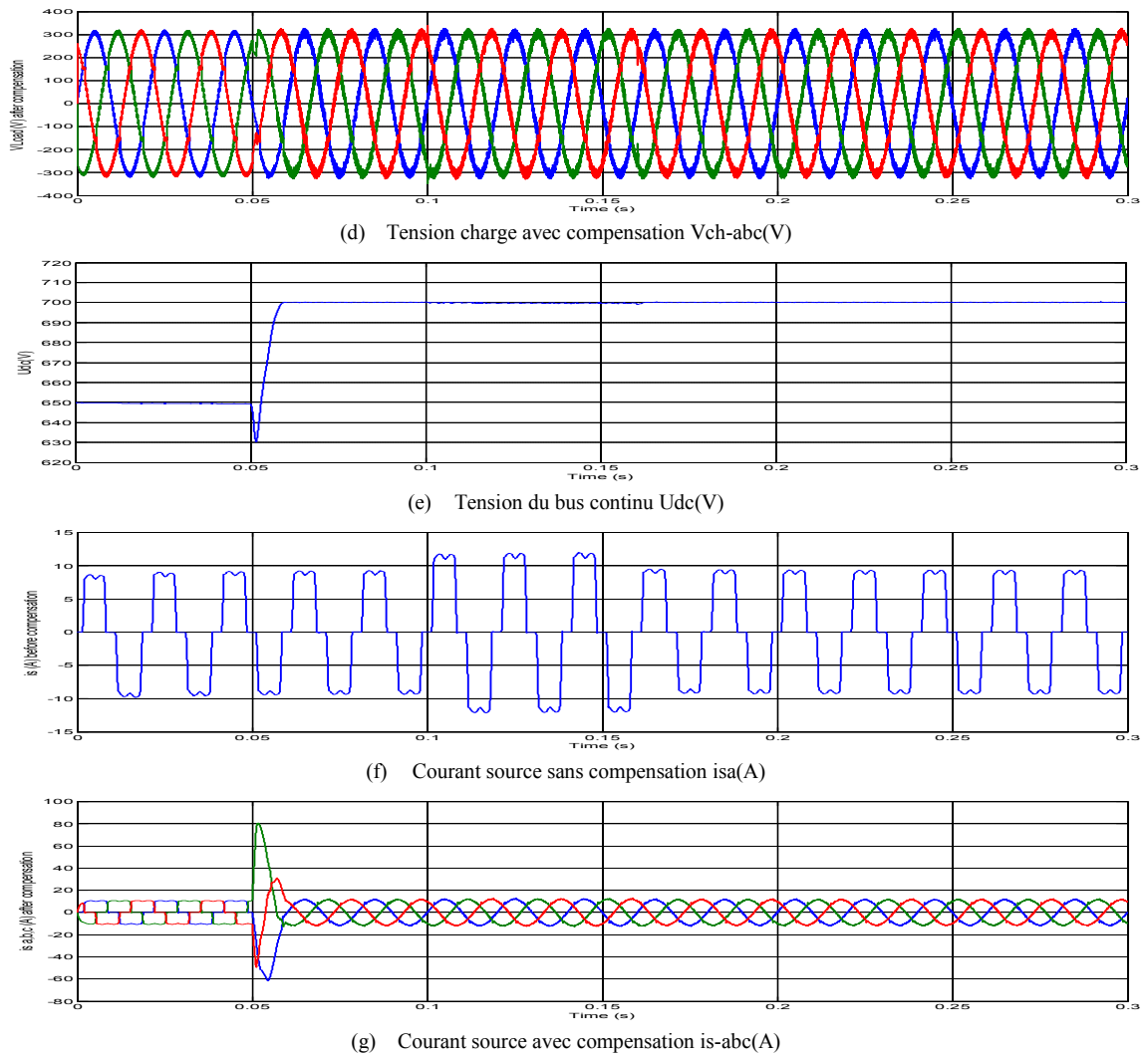
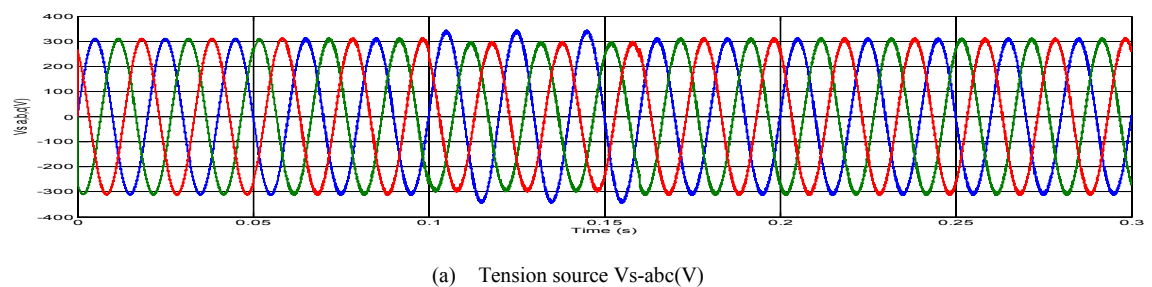


Fig. IV-22 Compensation d’une surtension équilibré moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux

Nous constatons que la tension aux bornes de la charge demeure toujours équilibré, sinusoïdale à la valeur désirée, de même que pour le courant source qui est presque sinusoïdal et en phase avec la tension source (un meilleur facteur de puissance et compensation de la puissance réactive).

II.8.1.5 Compensation d’un déséquilibre de tension

La réponse du système UPQC dans le cas de la compensation d’un déséquilibre de tension est représentée dans la Fig. IV-23.



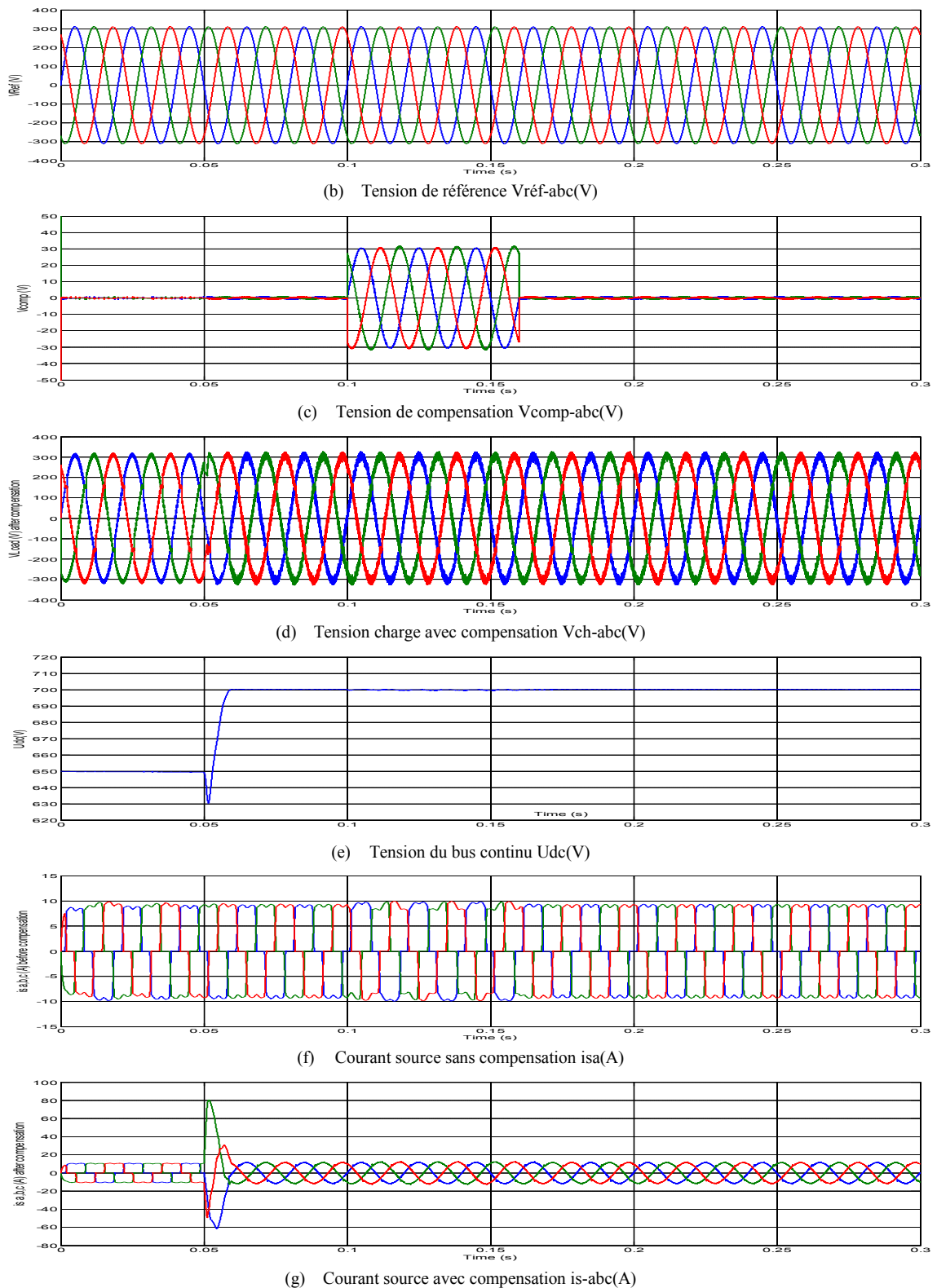
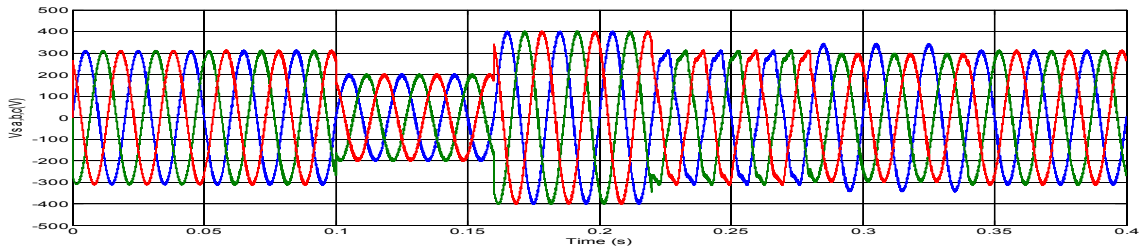


Fig. IV-23 Compensation d'un déséquilibre de tension moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux

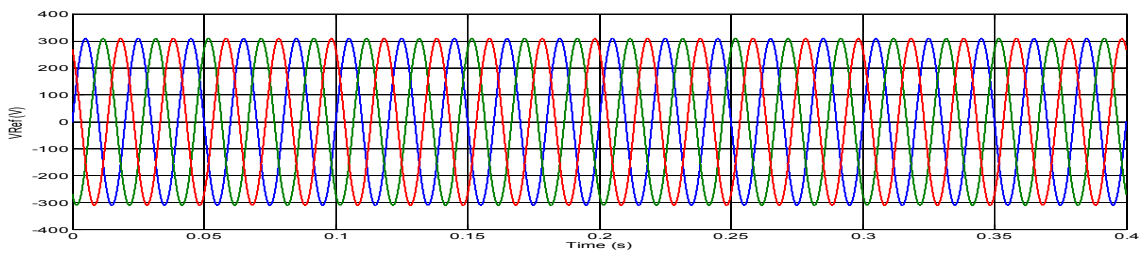
Nous constatons que les tensions de la charge non-linéaire sont bien maintenues constantes, les courants harmoniques générés par cette dernière sont bien compensés et les courants de ligne sont quasi sinusoïdaux. La tension continue U_{dc} suit parfaitement sa référence et n'est pas influencé par le déséquilibre introduit entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.16$ sec.

II.8.1.6 Compensation simultanée des différentes perturbations

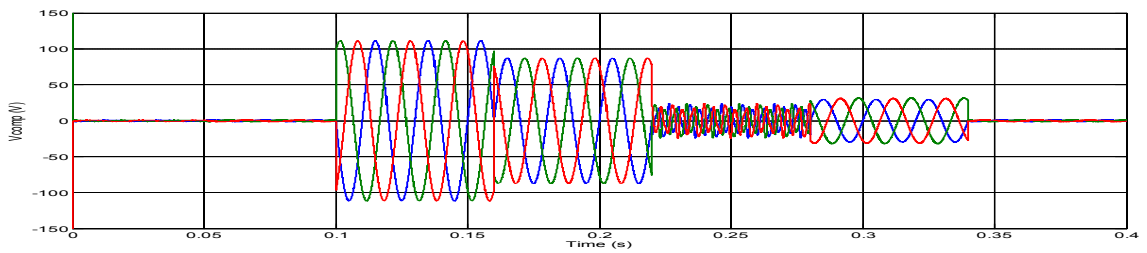
Pour mieux illustrer l'efficacité de compensation du système UPQC proposé, différentes perturbations sont introduites respectivement entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.34$ sec. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans la Fig. IV-24. Au départ le système de tension est triphasé et équilibré et ne présente aucune perturbations.



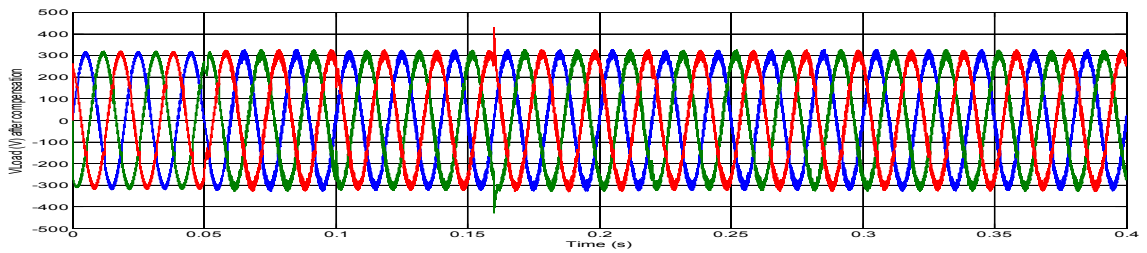
(a) Tension source $V_s\text{-abc(V)}$



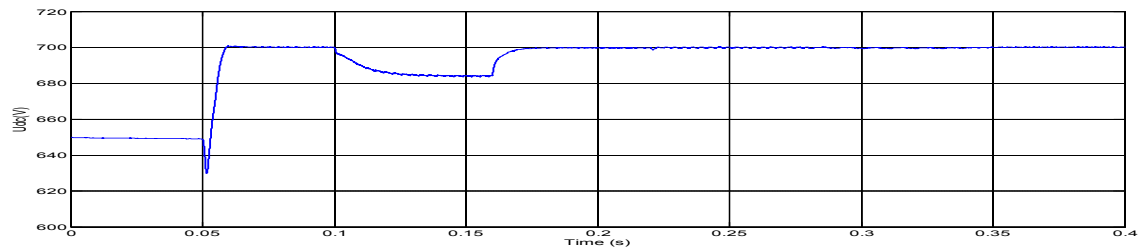
(b) Tension de référence $V_{r\acute{e}f}\text{-abc(V)}$



(c) Tension de compensation $V_{comp}\text{-abc(V)}$



(d) Tension charge avec compensation $V_{ch}\text{-abc(V)}$



(e) Tension du bus continu $U_{dc(V)}$

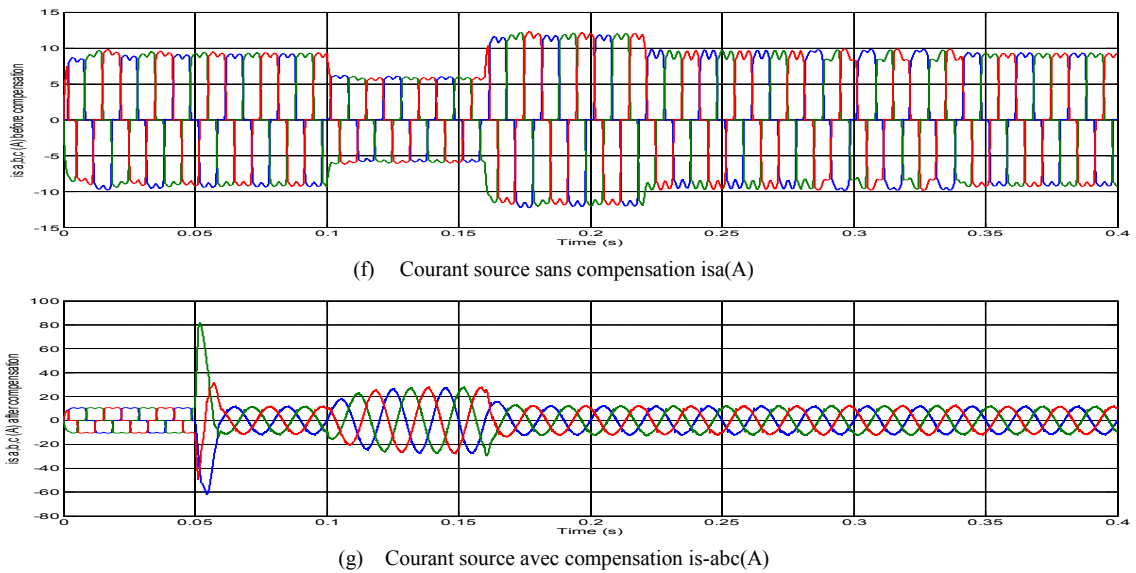


Fig. IV-24 Compensation simultanée des différentes perturbations moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux

II.8.1.7 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance

Avant l’instant $t_1=0.05$ sec, les deux filtres FAP et FAS composant le système UPQC sont hors service, le courant source est trop pollué et n’est pas en phase avec la tension source correspondante, en résulte un mauvais $\cos(\varphi)$, une fois l’UPQC est mis en opération à partir de l’instant $t_1=0.05$ sec, le courant source devient presque sinusoïdale et en phase avec la tension donc le facteur de puissance est amélioré est se rapproche de la valeur unité.

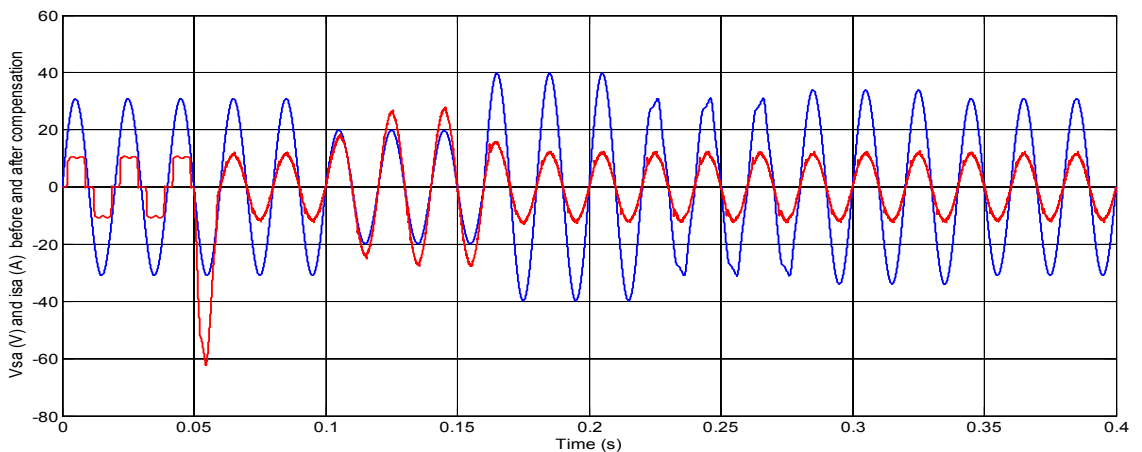


Fig. IV-25 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux ($V_{sa}(V)=0.1v_{sa}(v)$)

IV.8.2 UPQC à base d’un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le schéma bloc du système UPQC utilisé pour les travaux de simulation est représenté par la Fig. IV-26. La topologie à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC) nécessite l’utilisation de contrôleurs aptes à générer les signaux de commande aux 24 interrupteurs composant les deux filtres actifs (FAS et FAP).

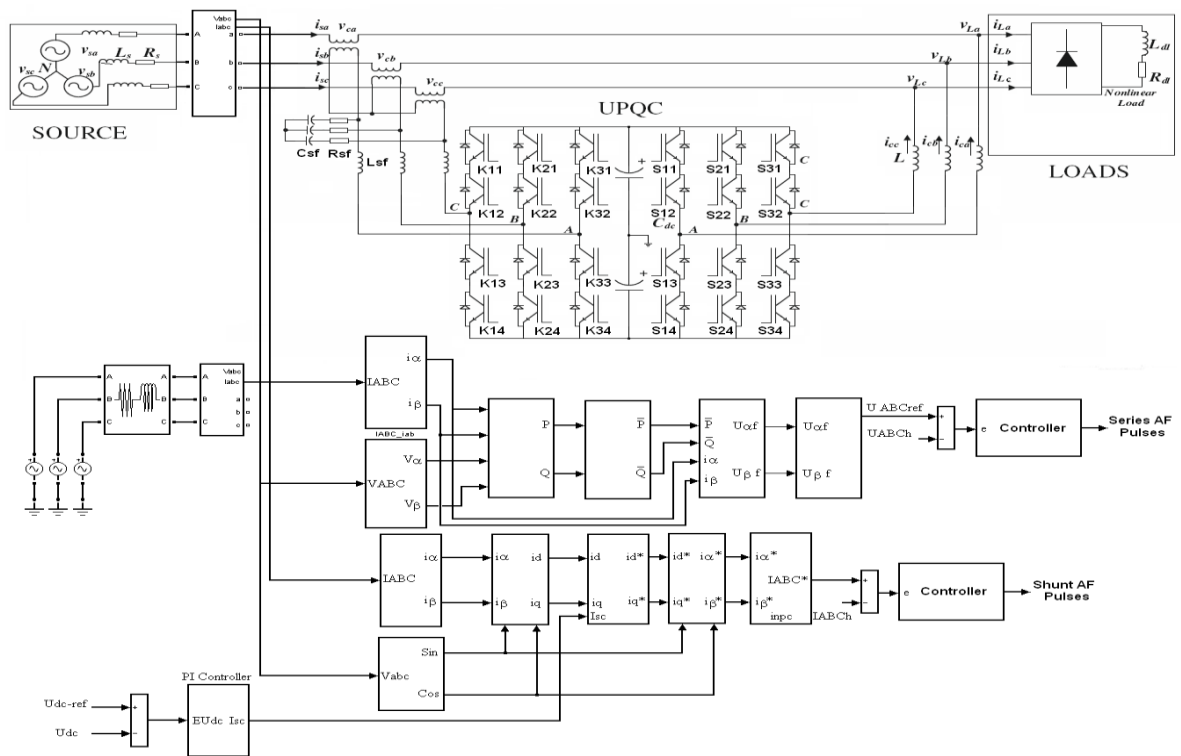
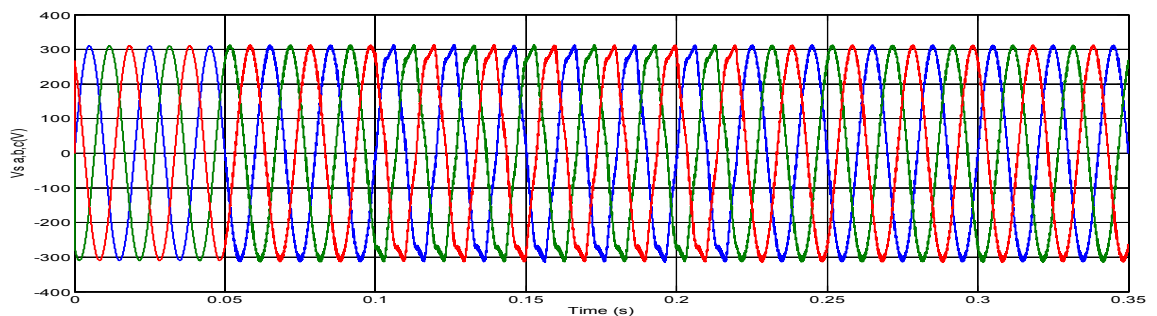


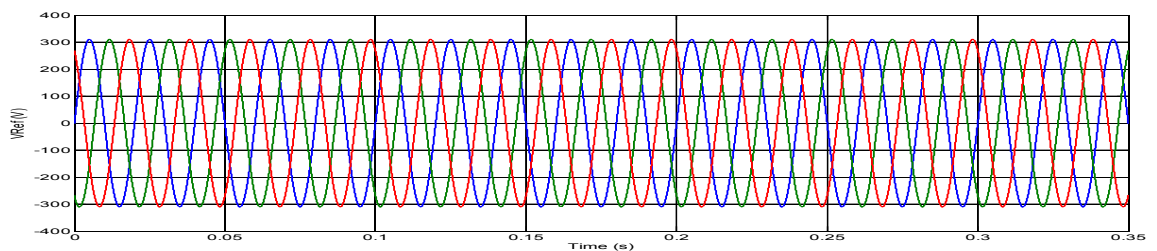
Fig. IV-26 UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

Les résultats de simulation obtenus en utilisant l'UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC) pour différentes perturbations de tension introduite entre 0.1 sec et 0.22 sec sont données par les figures suivantes.

II.8.2.1 Compensation des harmoniques de tension et de courant



(a) Tension source $V_{s-abc}(V)$



(b) Tension de référence $V_{ref-abc}(V)$

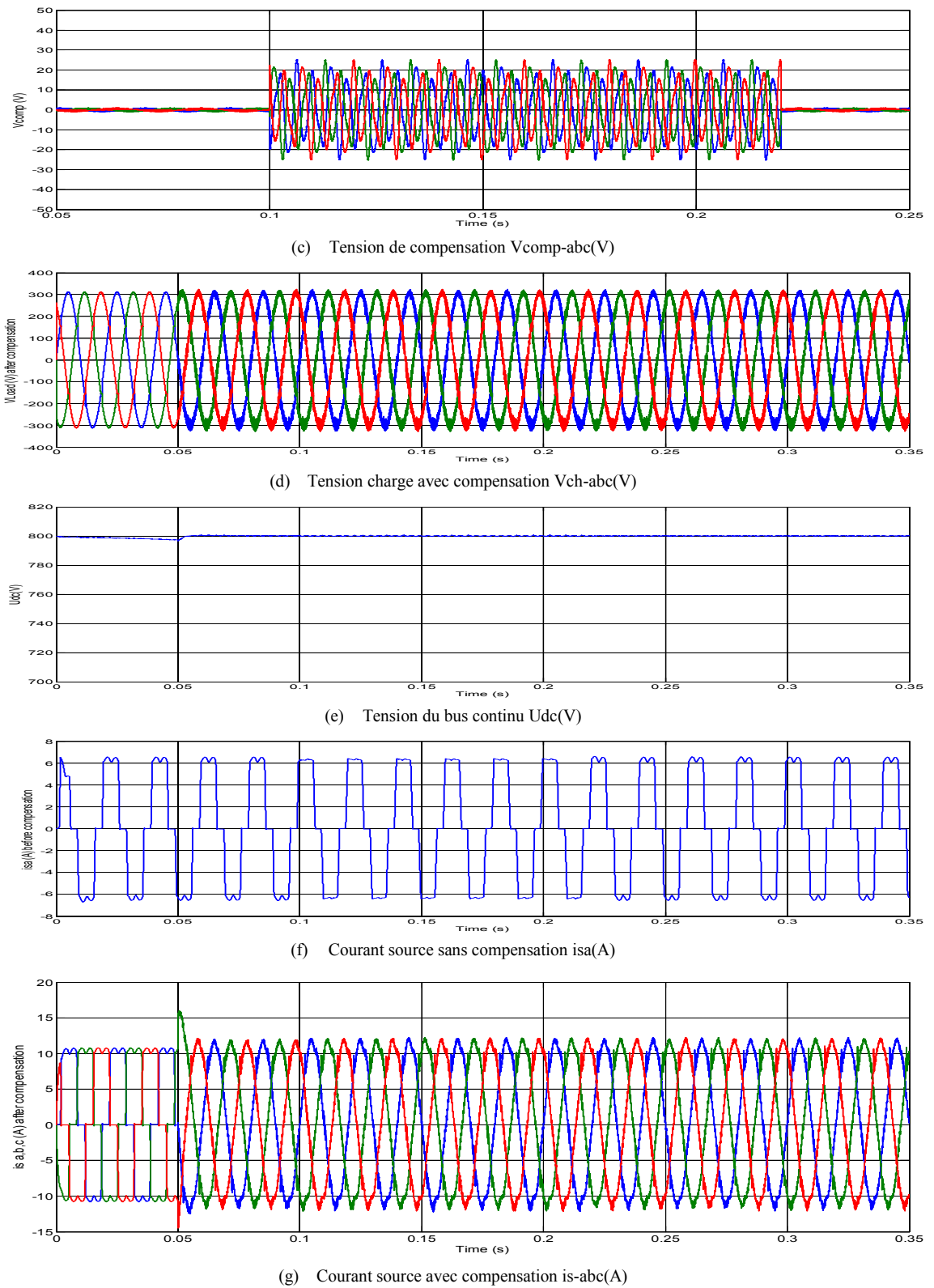
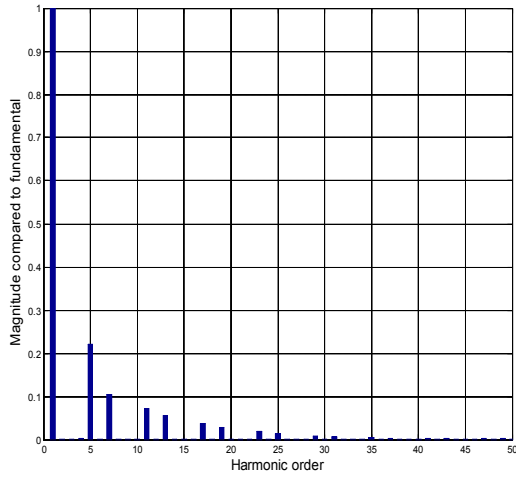
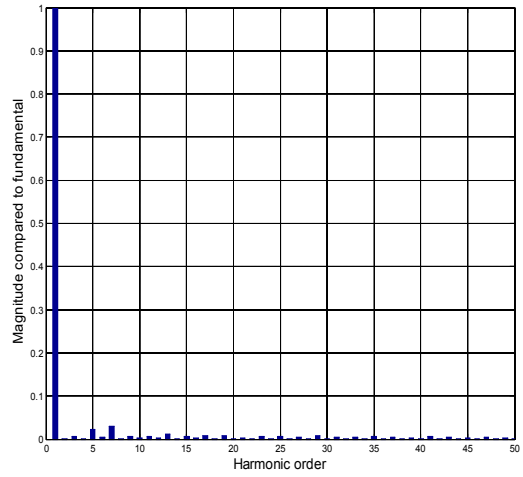


Fig. IV-27 Compensation des harmoniques de tension et de courant moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

Les spectres des harmoniques du courant source et de la tension aux bornes de la charge en l'absence ou en présence du système UPQC sont représentés respectivement dans les Fig. IV-28 et Fig. IV-29.

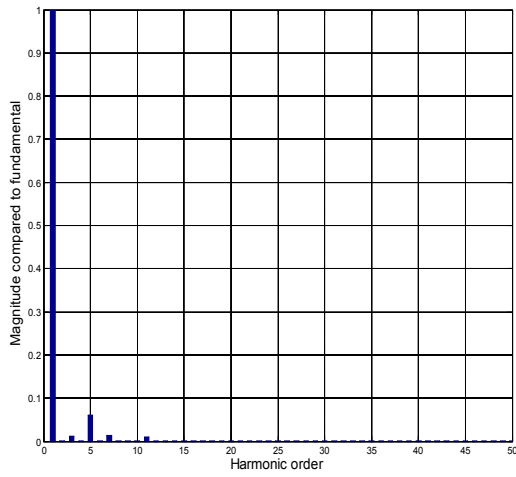


Sans UPQC (THDi=26.58%)

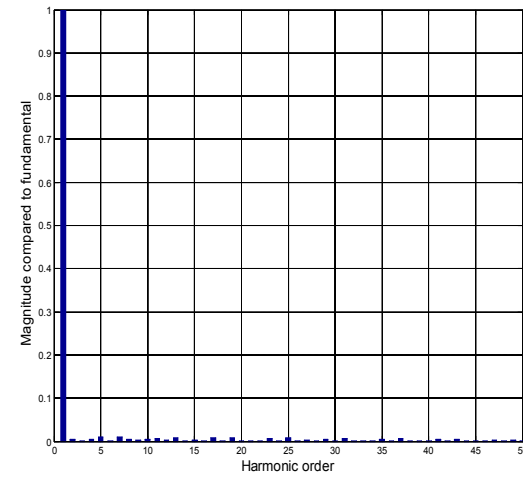


Avec UPQC (THDi=5.51%)

Fig. IV-28 Spectre des harmoniques du courant source en utilisant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

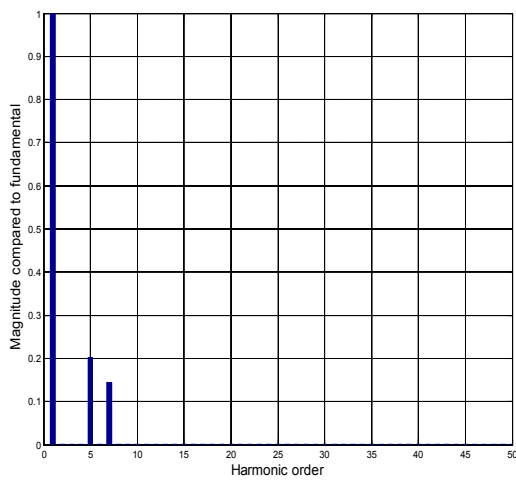


Sans UPQC (THDv=6.35%)

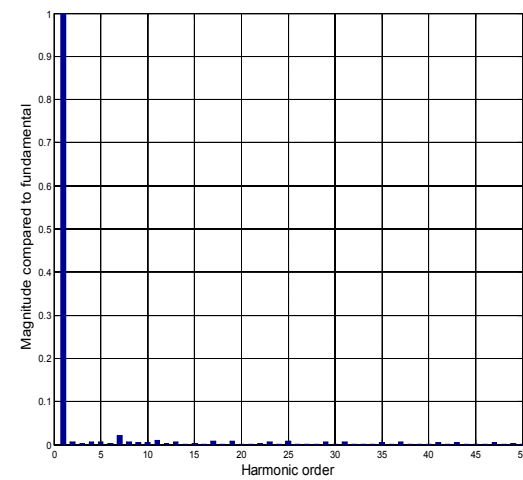


Avec UPQC (THDv=6.22%)

(a) Harmoniques type 1

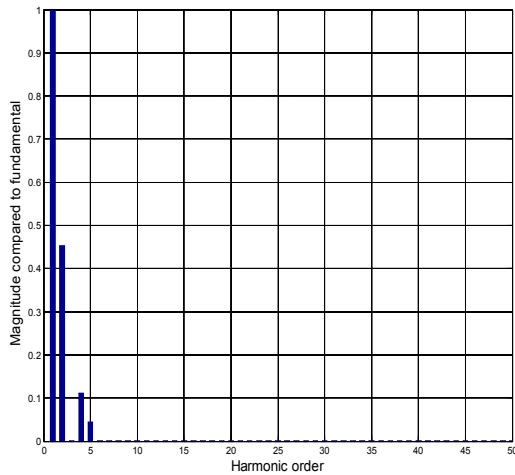


Sans UPQC (THDv=24.67%)

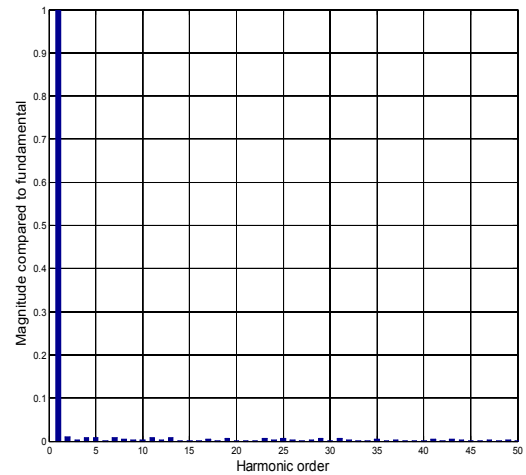


Avec UPQC (THDv=6.56%)

(b) Harmoniques type 2



Sans UPQC (THDv=46.93%)



Avec UPQC (THDv=6.42%)

(c) Harmoniques type 3

Fig. IV-29 Spectre des harmoniques de la tension de charge en utilisant un UPQC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Le système UPQC permet effectivement de compenser à la fois la perturbation harmonique produite par la charge non-linéaire afin d'avoir un courant source moins polluant et de fournir une tension à la charge quasi sinusoïdale malgré la perturbation coté source. La qualité de la réponse du système UPQC est étroitement liée à l'importance de la perturbation harmonique. Les performances obtenus comparé au système à base de convertisseur de tension deux niveaux montre que topologie du convertisseur n'a pas une grande influence sur la qualité de compensation des harmoniques.

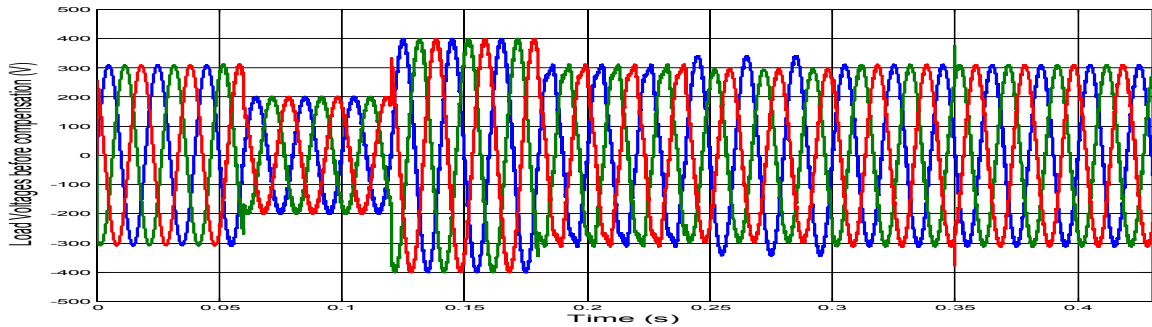
Harmoniques	Type 1		Type2		Type 3	
	Sans UPQC	Avec UPQC	Sans UPQC	Avec UPQC	Sans UPQC	Avec UPQC
THDi (%)	23.50 %	5.51 %	30.47 %	15.79 %	53.16 %	9.86 %
THDv (%)	6.35 %	6.22 %	24.67 %	6.56 %	46.93 %	6.42 %

Tableau IV-2 Performances de compensation de l'UPQC à base d'un convertisseur de tension trois- niveaux (NPC) en fonction de différents types d'harmoniques

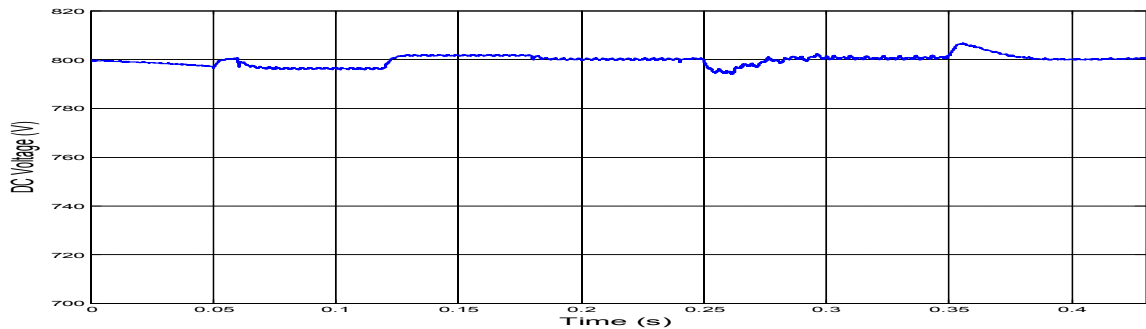
II.8.2.2 Réponse dynamique lors de la variation brusque de la charge

L'évaluation des performances dynamiques du système UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC) est réalisé en introduisons volontairement une perturbation dans la charge (100% de la charge) suite à l'application d'un déséquilibre de tension entre les instants $t_1=0.24$ sec et $t_2=0.30$ sec. Nous constatons que le système UPQC assure sa fonction parfaitement, agit d'une manière rapide et sans retard afin d'atteindre le nouveau régime permanent, le FAP compense parfaitement les harmoniques de courant engendrés par le charge non-linéaire et le FAS assure de son coté de maintenir la tension aux bornes de la charge constante à la valeur désirée.

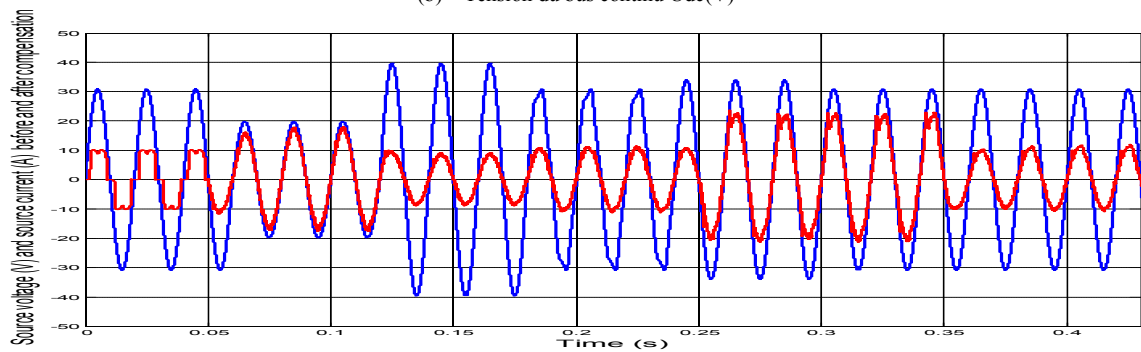
Durant le régime dynamique, la tension continue U_{dc} est maintenue constante et égale à sa valeur de référence $U_{dc-ref} = 800V$. Elle passe par un pic de 5 V et d'une durée de 0.03 sec avant de revenir à sa valeur de référence. La Fig. IV-30 (c) montre que une fois l'UPQC est mis en service, le courant et la tension source sont en phase quelque soit le type de la perturbation en tension et même en présence perturbation soudaine dans la charge. La tension aux bornes de la charge non-linéaire est équilibrée et égale à sa valeur désiré, le courant source est sinusoïdale quelque soit la perturbation.



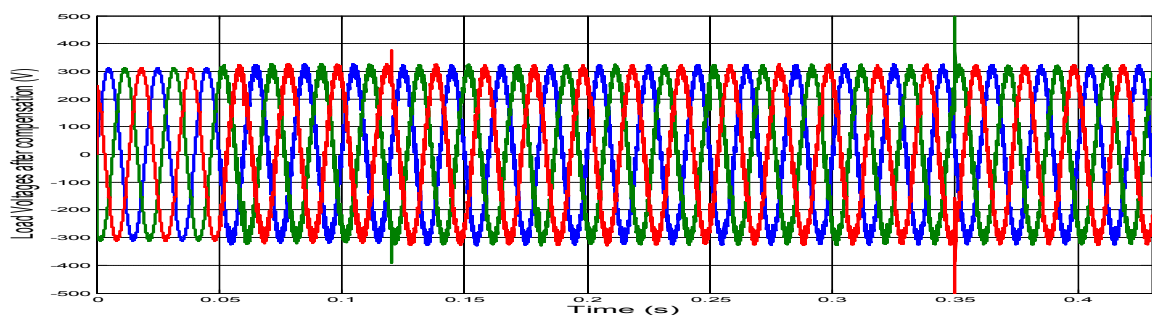
(a) Tension source $V_{s-abc}(V)$



(b) Tension du bus continu $U_{dc}(V)$



(c) Tension source $V_{sa}(t)$ et courant source $i_{sa}(t)$ ($V_{sa}(V) = 0.1v_{sa}(V)$)



(d) Tension charge avec compensation $V_{ch-abc}(V)$

Fig. IV-30 Performances dynamiques lors de la variation brusque de la charge moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

II.8.2.3 Compensation d'un creux de tension

Les résultats de simulation obtenus dans le cas de la compensation d'un creux de tension triphasé équilibré sont représentés dans la Fig. IV-31.

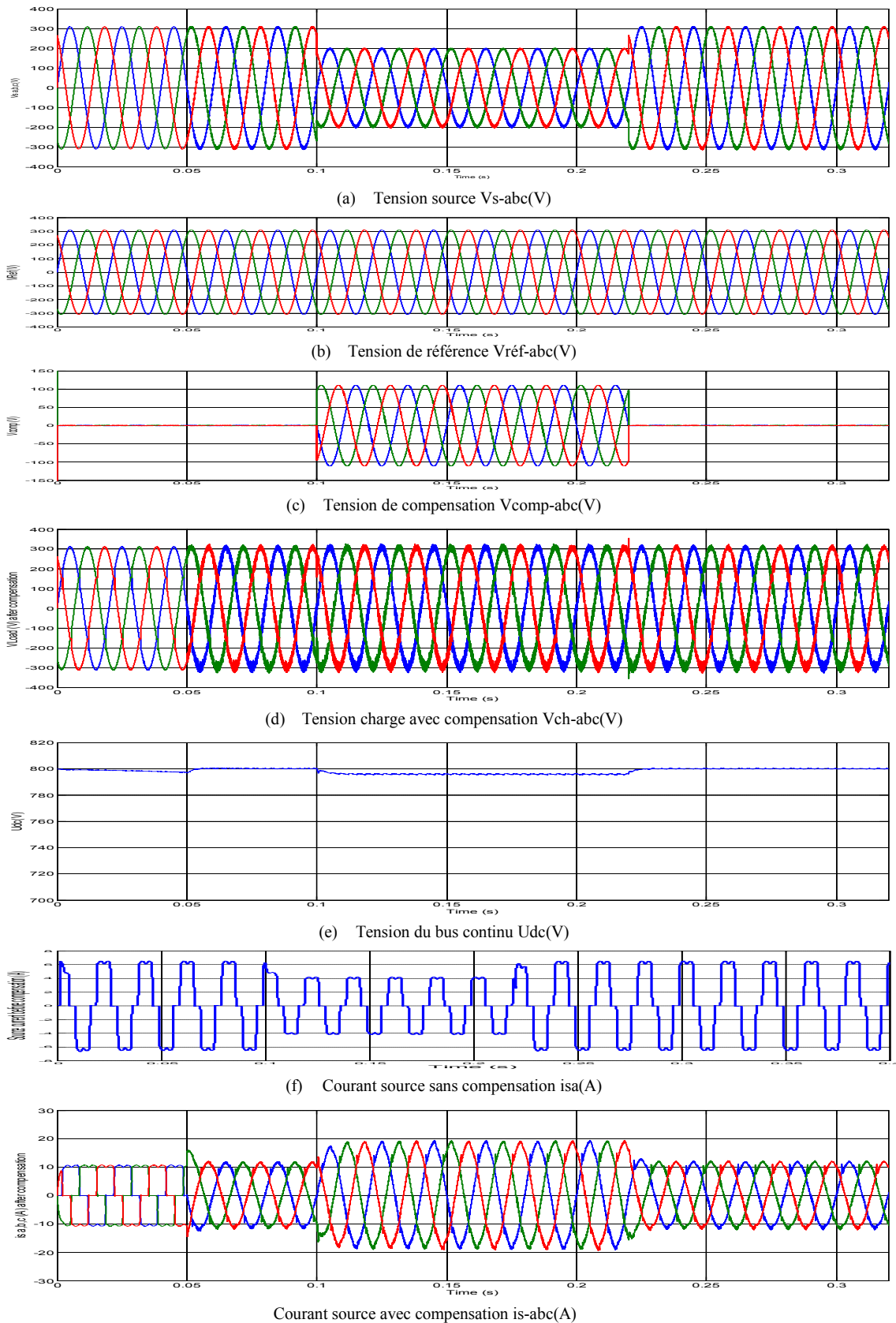
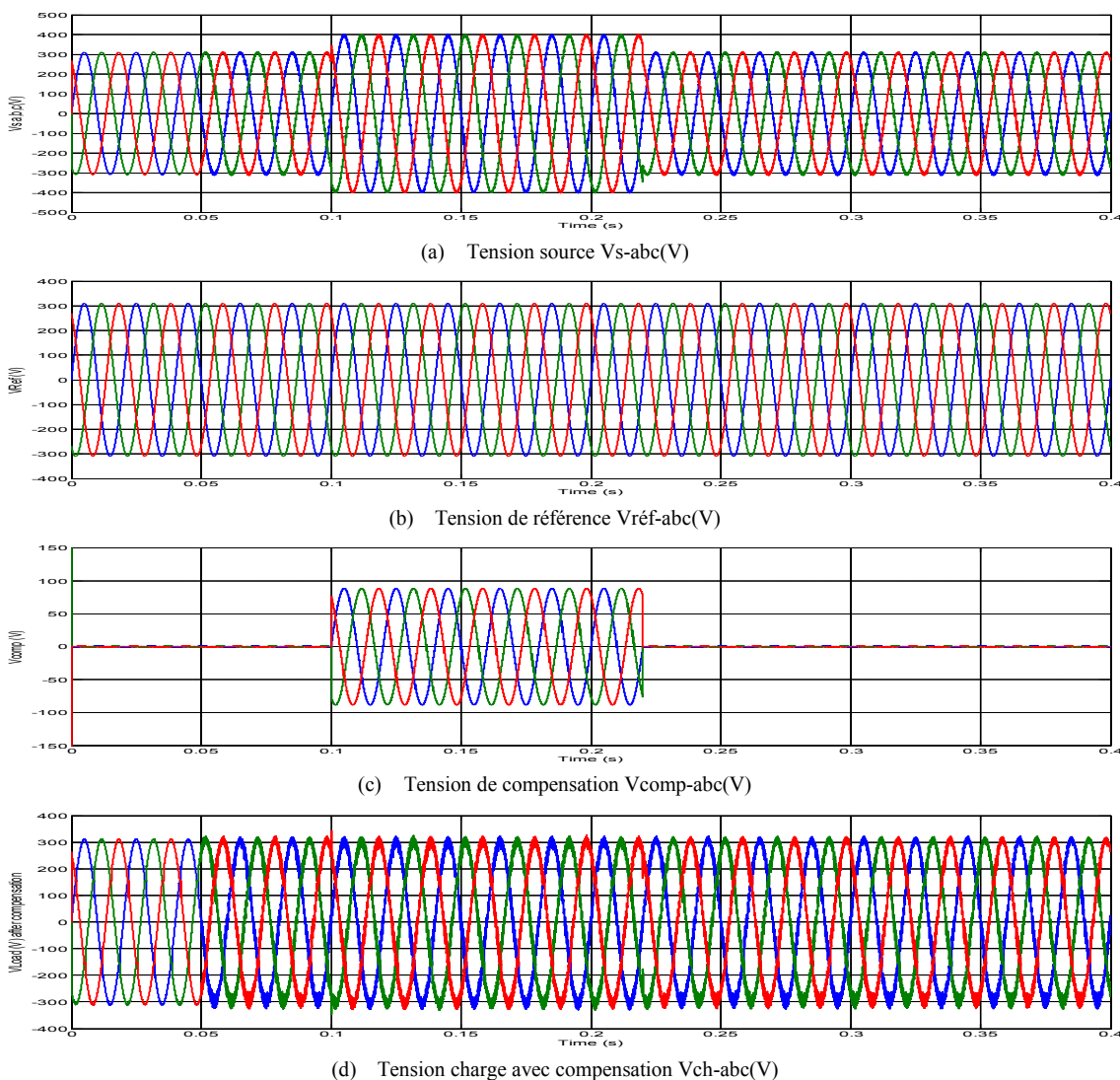


Fig. IV-31 Compensation d'un creux de tension équilibré moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

Au départ, le système UPQC est hors service. A l'instant $t_1=0.05$ sec, le FAP est connecté, le courant hautement pollué devient presque sinusoïdale avec un THDi de 5.51%. Entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.22$ sec, un creux de tension triphasé équilibré d'une profondeur de 30% est introduit volontairement, le FAS réagit instantanément en fournissant la puissance demandée à la charge et cela par l'injection des tensions de compensation qui sont égales à la différence entre la tension de référence de la charge et la tension du réseau. La tension du bus continu U_{dc} suit parfaitement sa référence $U_{dc-ref}=800V$ avec une légère chute pendant la compensation du creux.

II.8.2.4 Compensation d'une surtension

La Fig. IV-32 illustre le comportement de l'UPQC à topologie trois-niveaux (NPC) lors de la compensation d'une surtension triphasée équilibrée de 25% introduite entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.22$ sec. On constate une légère augmentation de la tension du bus continu avec une diminution du courant source (la puissance active supplémentaire provenant du réseau lors de la surtension est retransmise dans l'autre sens par réduction du courant source).



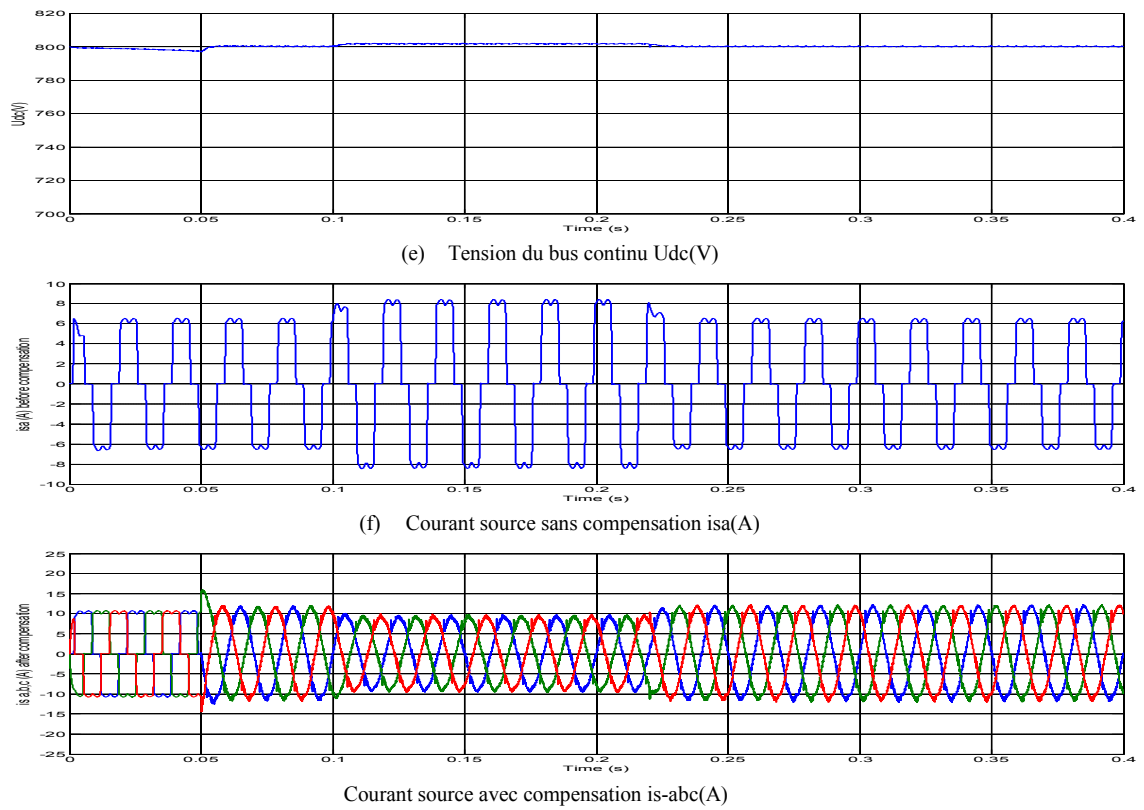
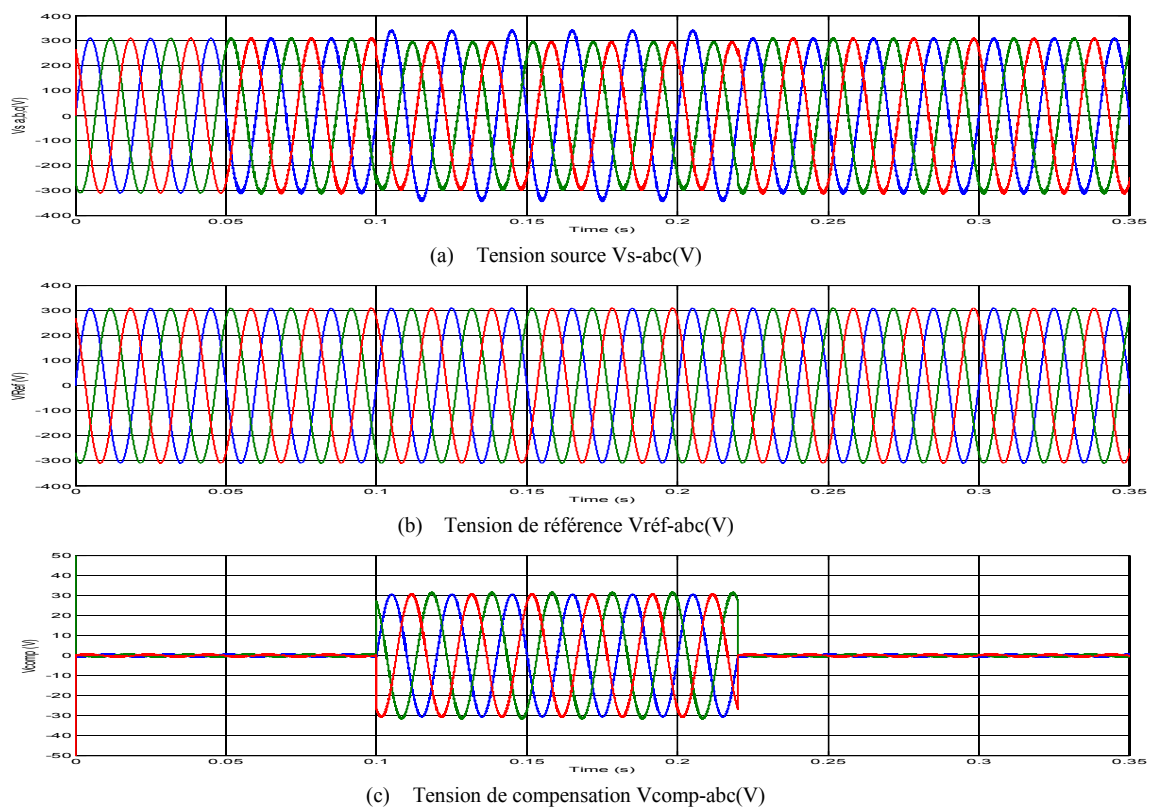


Fig. IV-32 Compensation d’une surtension équilibré moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

II.8.2.5 Compensation d’un déséquilibre de tension

Les résultats de simulation obtenus dans le cas d’un déséquilibre de la tension source introduit entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.22$ sec sont représentés dans la Fig. IV-33.



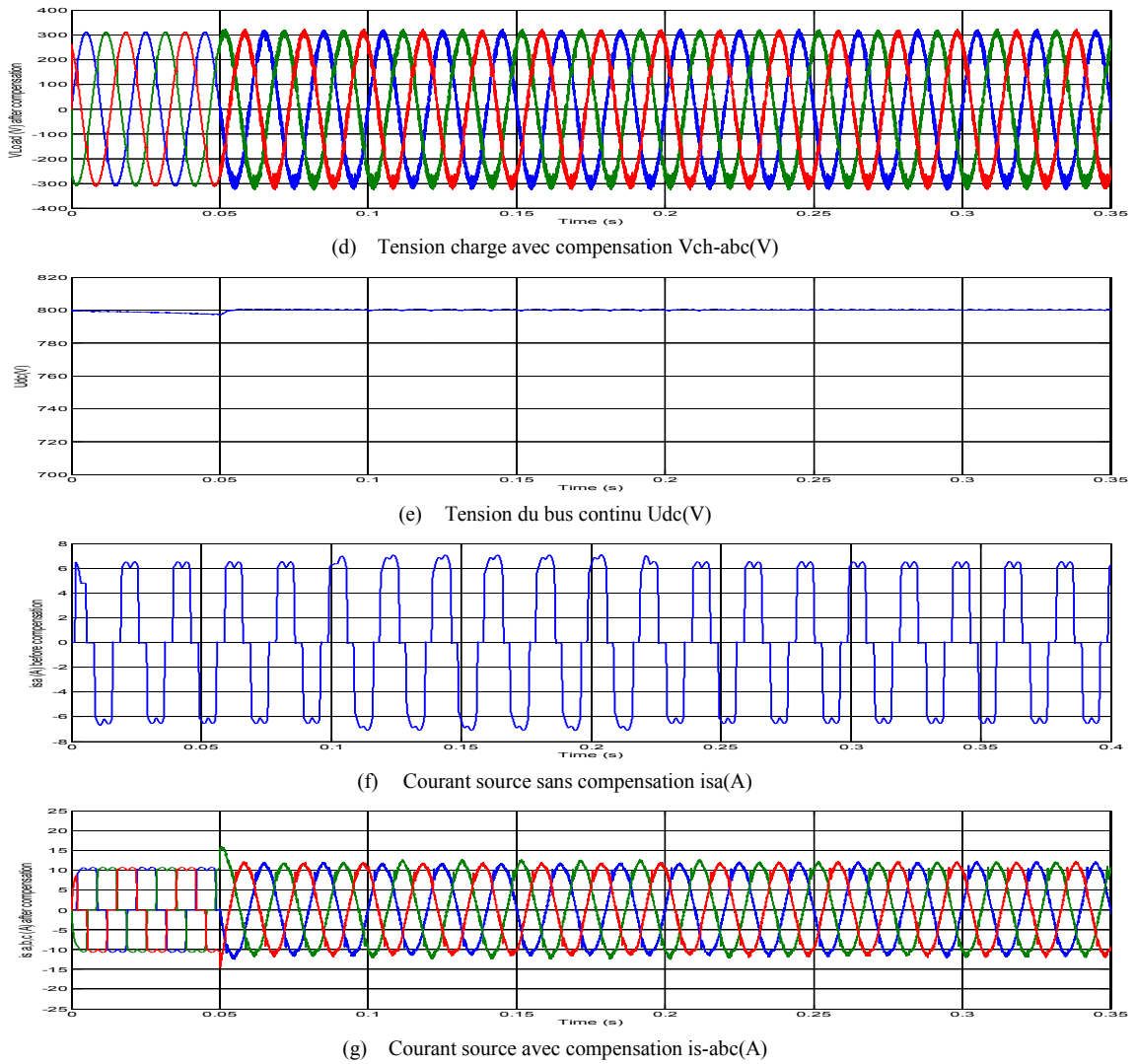
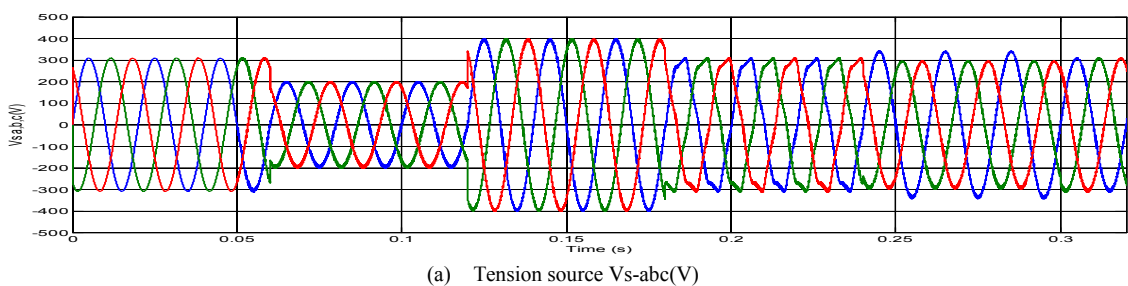


Fig. IV-33 Compensation d'un déséquilibre de tension moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

Nous constatons que les tensions aux bornes de la charge non-linéaire sont bien maintenues constantes à la valeur désirée, les courants de la source d'alimentation sont quasi sinusoïdaux.

II.8.2.6 Compensation simultanée des différentes perturbations

Afin d'illustrer l'efficacité de compensation du système UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC) étudié, différentes perturbations sont introduites respectivement entre les instants $t_1=0.06$ sec et $t_2=0.30$ sec. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans la Fig. IV-34



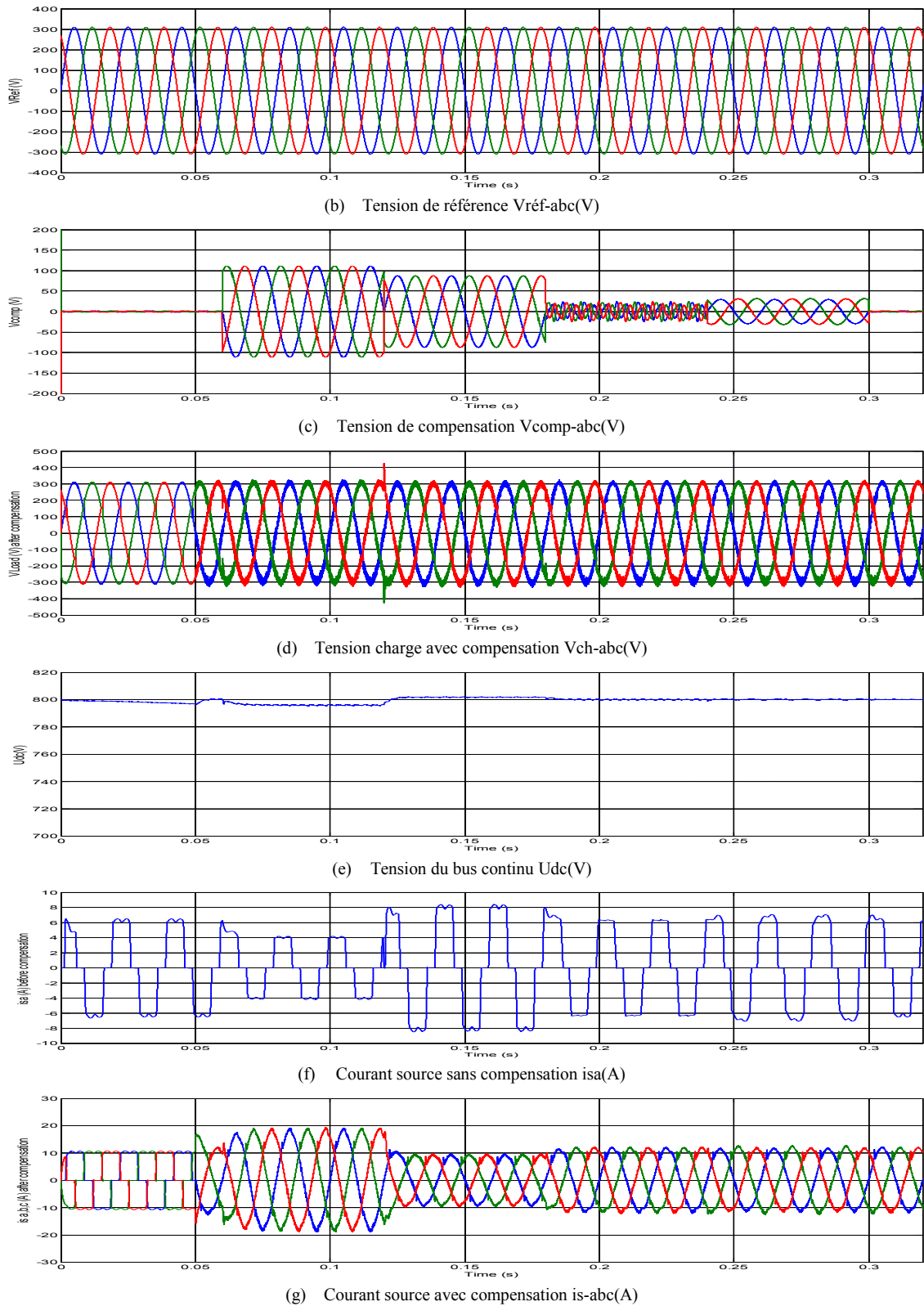


Fig. IV-34 Compensation simultanée des différentes perturbations moyennant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

II.8.2.7 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance

La Fig. IV-35 met en évidence l'efficacité du système UPQC proposé dans la compensation de la puissance réactive et la correction du facteur de puissance dans le cas d'une source polluée puis en présence d'un creux de tension qui naissent entre les instants $t_1=0.1$ sec et $t_2=0.22$ sec.

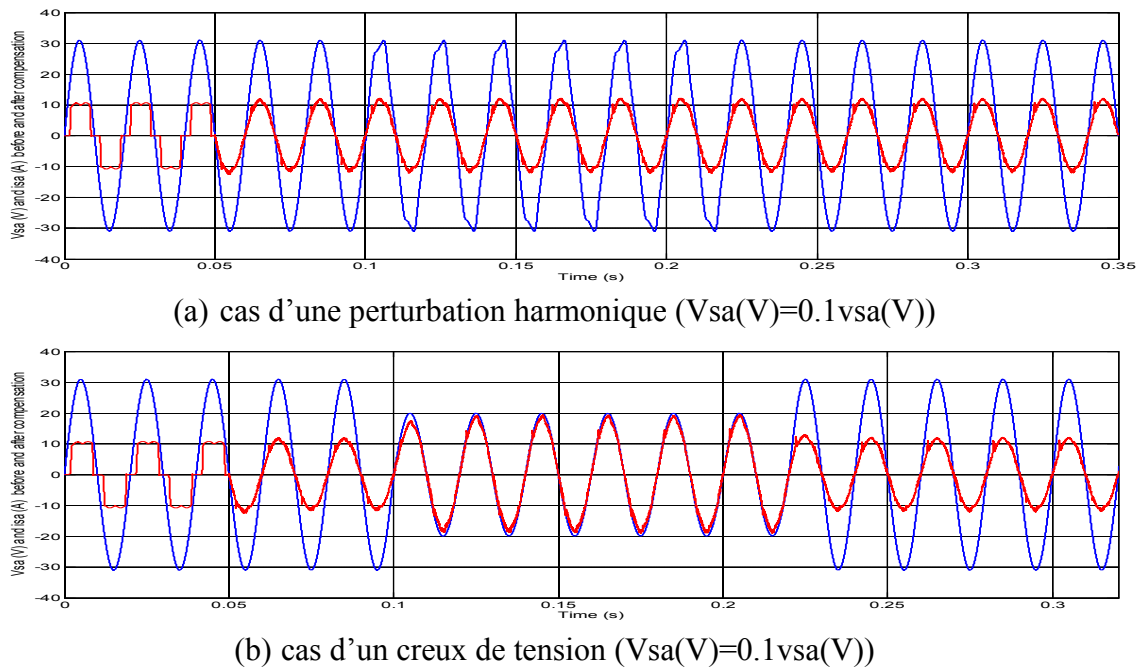


Fig. IV-35 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance en utilisant un UPQC à base de convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC)

IV.9 Applications des techniques de contrôles intelligents à la commande d'un UPQC

II.9.1 UPQC à base d'un convertisseur de tension deux niveaux-contrôleur flow

Le schéma bloc du système UPQC à base de contrôleurs à hystérésis pour le FAP et à logique floue pour le FAS en utilisant des convertisseurs de tensions deux niveaux est représenté dans la Fig. IV-36.

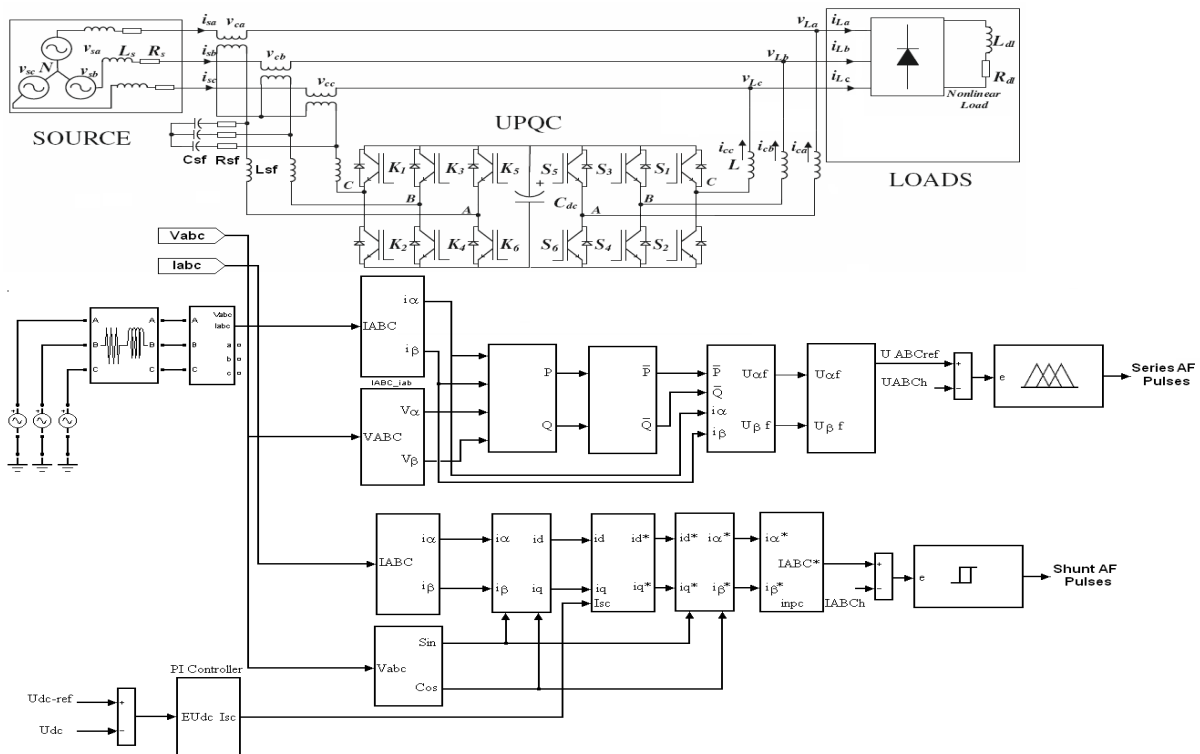


Fig. IV-36 UPQC à base de convertisseurs de tension deux niveaux utilisant un contrôleur à hystérésis pour le FAP et à logique floue pour le FAS

Le contrôleur à hystérésis est à bande fixe, il consiste à maintenir le courant if à l'intérieur d'une bande encadrant sa référence. Cette technique de contrôle présente l'avantage d'être robuste, rapide et d'une mise en œuvre facile. Le contrôle du filtre actif série est réalisé moyennant le contrôleur flou déjà décrit dans le chapitre III. La tension du bus continu est maintenue constante à une valeur $U_{dc-ref}=700\text{ V}$ en utilisant un contrôleur proportionnel intégral.

II.9.1.1 Compensation des harmoniques de tension et courant

Les résultats de simulation en utilisant les harmoniques de tension (type 1) sont représentés dans la Fig. IV-37.

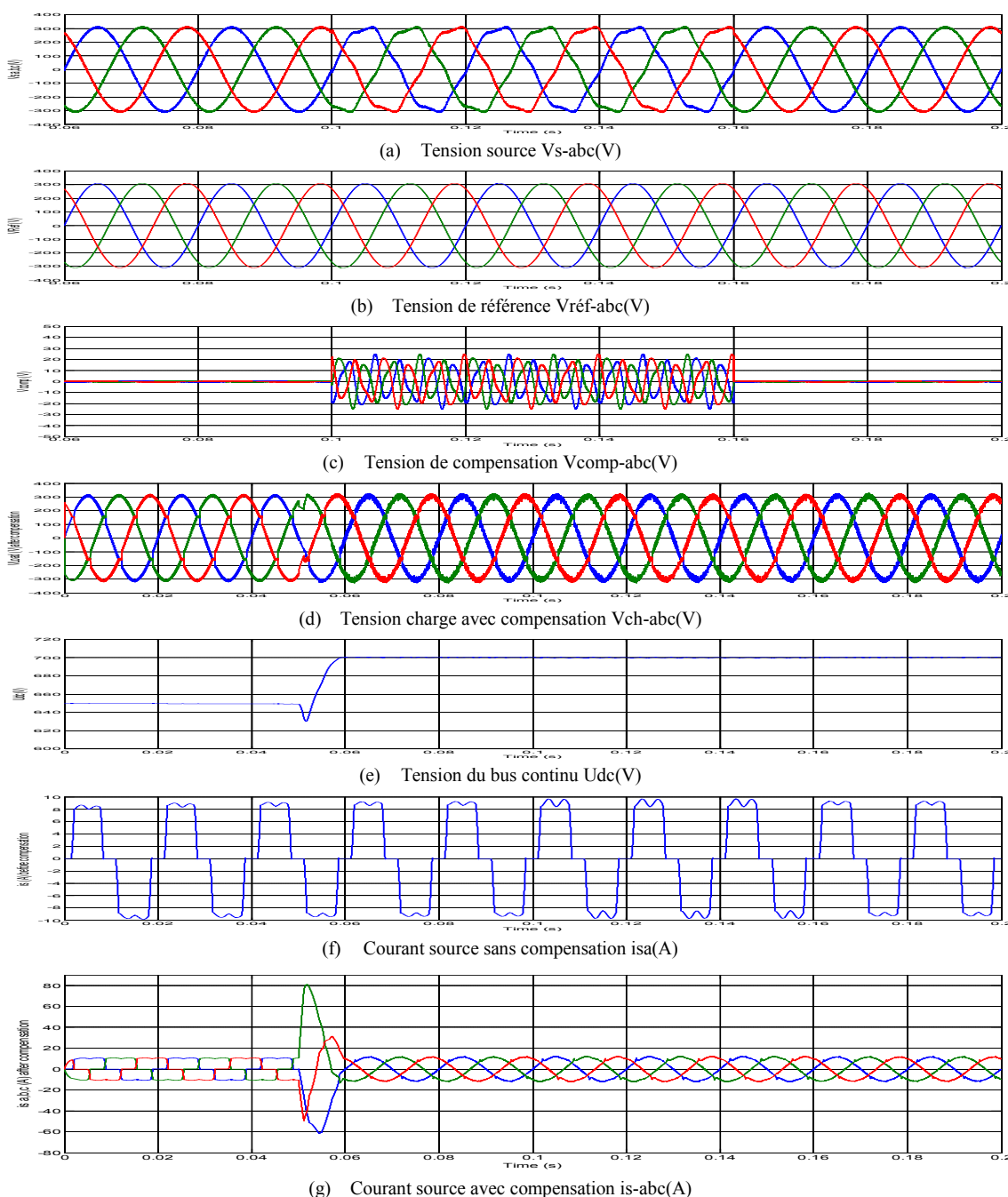
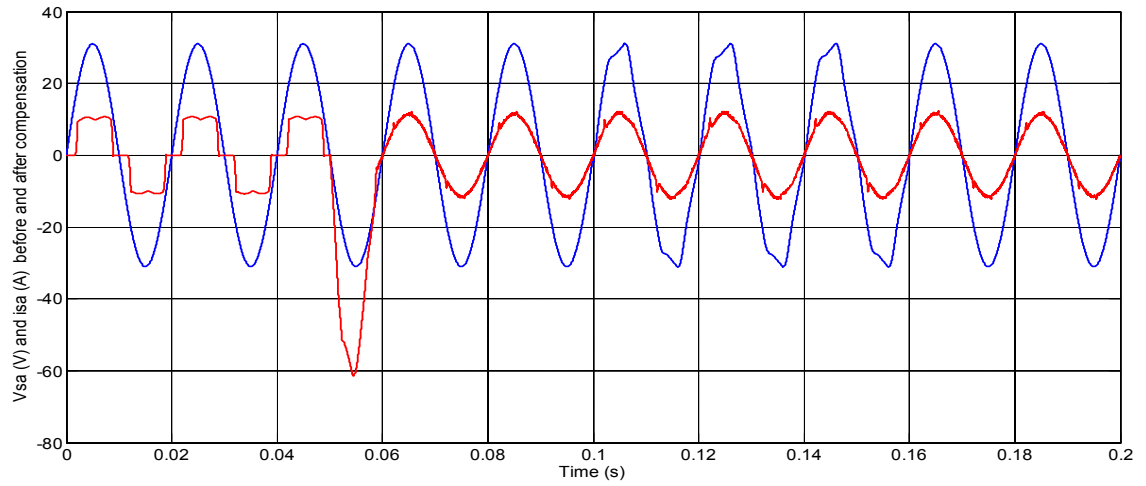
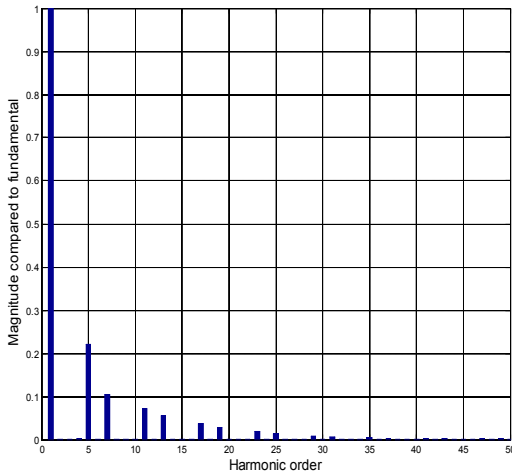


Fig. IV-37 Compensation des harmoniques moyennant un UPQC utilisant deux contrôleurs : à hystérésis (FAP) & Flou (FAS) à base de convertisseurs deux niveaux

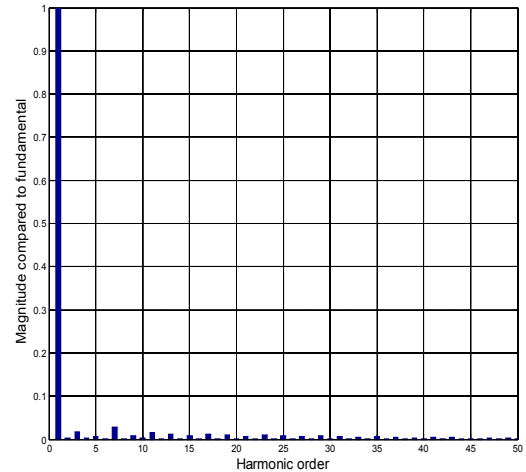


Tension source $V_{sa}(t)$ et courant source $i_{sa}(t)$ ($V_{sa}(V) = 0.1v_{sa}(V)$)

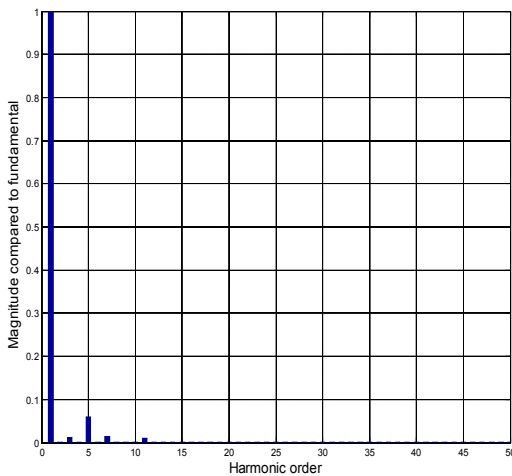
Fig. IV-38 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance moyennant un UPQC utilisant deux contrôleurs : à hystérésis (FAP) & Flou (FAS)



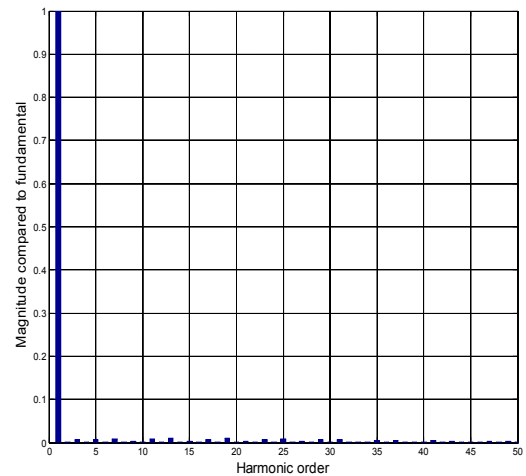
Sans UPQC (THDi=26.58%)



Avec UPQC (THDi=5.02%)



Sans UPQC (THDv=6.34%)



Avec UPQC (THDv=5.85%)

Fig. IV-39 Spectre des harmoniques du courant source et de la tension de charge (Harmoniques Type 1)

II.9.2 UPQC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux(NPC)-contrôleur flou

Le schéma bloc du UPQC utilisant la stratégie de contrôle SRF pour l'identification des courants de référence et PQ pour la détermination des tensions de compensation associé respectivement à des contrôleurs à hystérésis pour le FAP et à logique floue pour le FAS en utilisant des convertisseurs de tension trois-niveaux (NPC) est représenté dans la Fig. IV-40. Le contrôleur utilisé pour le FAP permet d'assurer la poursuite des trois courants de référence $i_{f(abc)-ref}$ en générant pour chaque phase du convertisseur les signaux de commande nécessaire au quatre interrupteurs T_{ij} ($i=1 :4, j=1 :3$) ; de même le contrôleur du filtre actif série permet d'assurer la poursuite des trois tensions de compensation $i_{comp(abc)}$ en générant les signaux de commande nécessaire pour le convertisseur composant le FAS est réalisé moyennant contrôleur flou. Ces deux contrôleurs ont été largement étudiés dans les chapitre II et III. Au départ, la source d'alimentation est supposé saine, elle est composé d'un système de tension triphasé équilibré, la perturbation harmonique est introduite volontairement entre les instants $t1=0.1$ sec et $t2=0.16$ sec une fois la tension du bus continue est stabilisée.

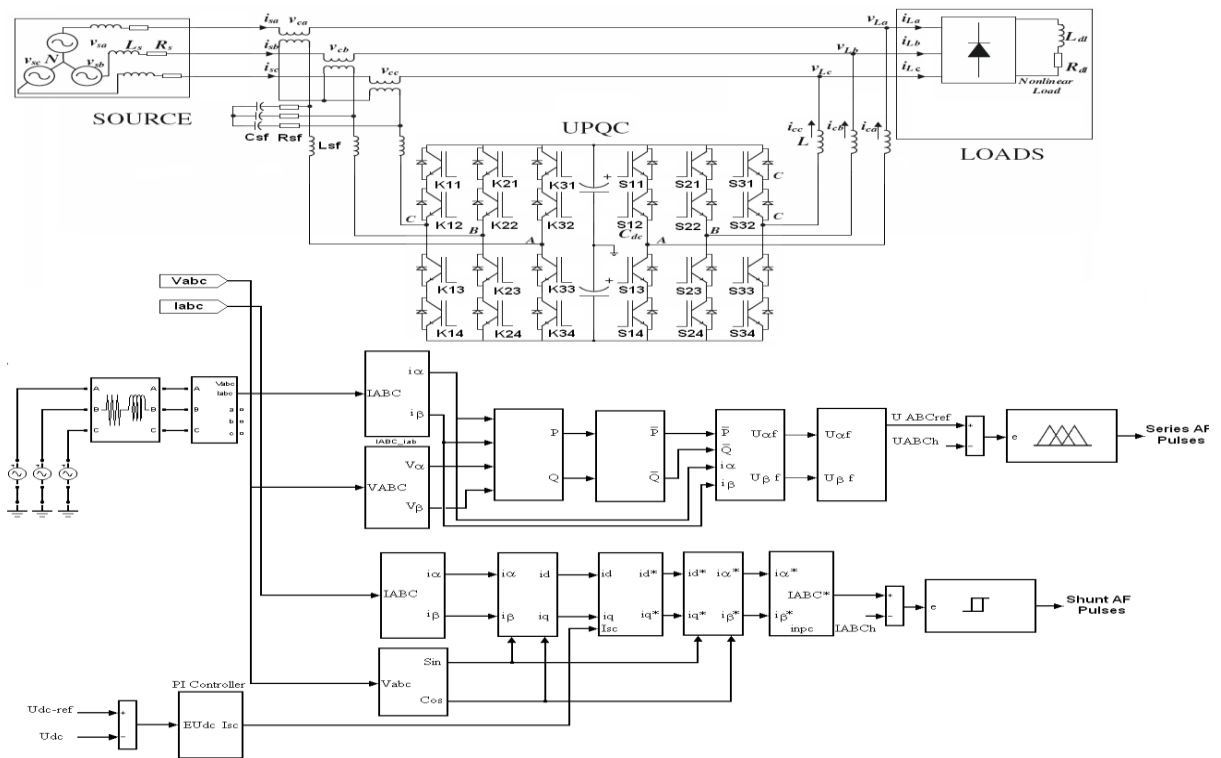


Fig. IV-40 UPQC à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) utilisant un contrôleur à hystérésis pour le FAP et à logique floue pour le FAS

II.9.2.1 Compensation des harmoniques de tension et courant

Pour la même perturbation harmonique (type 1), les résultats de simulation obtenus sont représentés dans la Fig. IV-41. Le spectre des harmoniques courant de source et tension de charge avant et après compensations en utilisant le système UPQC sont représentés dans la Fig. IV-43.

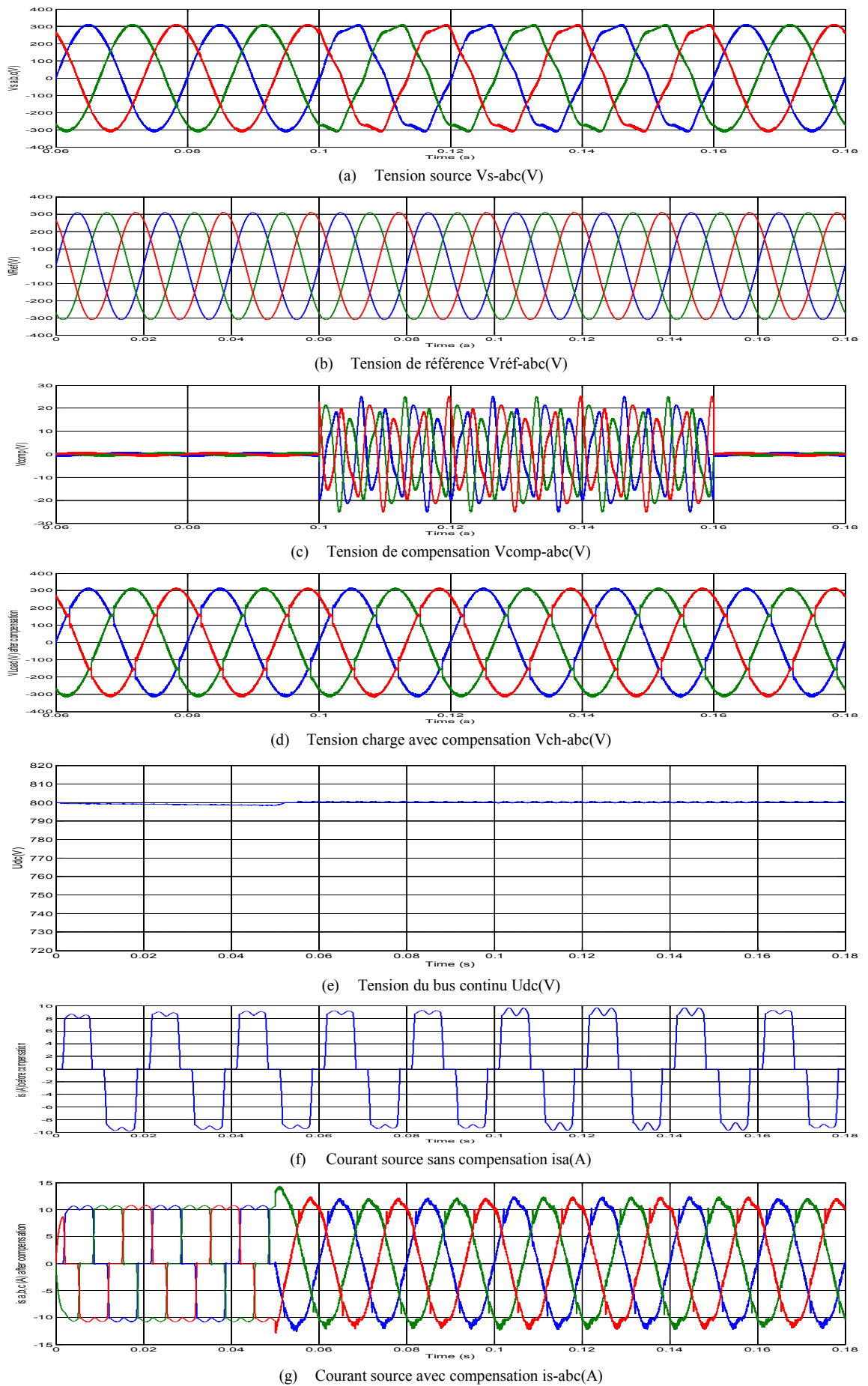
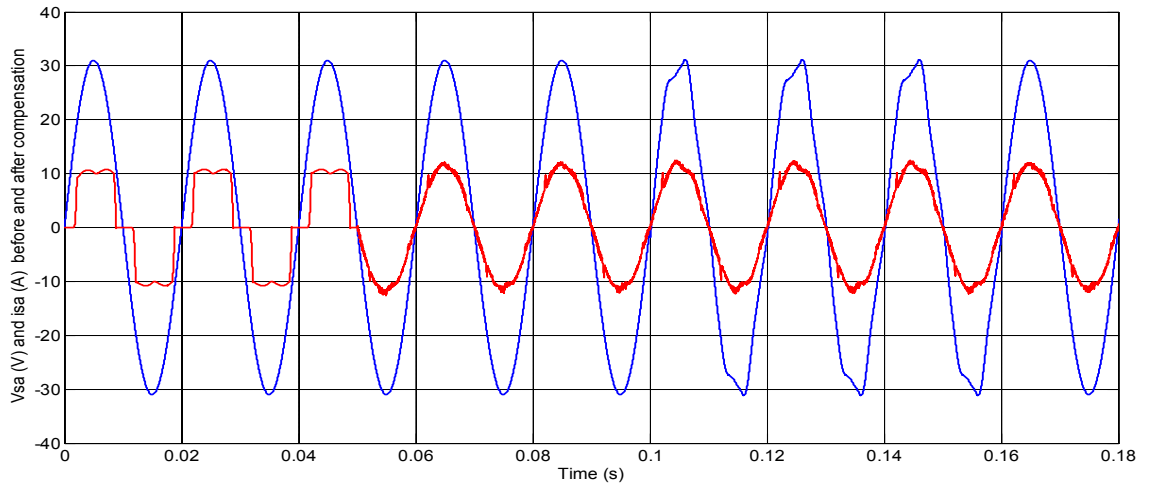
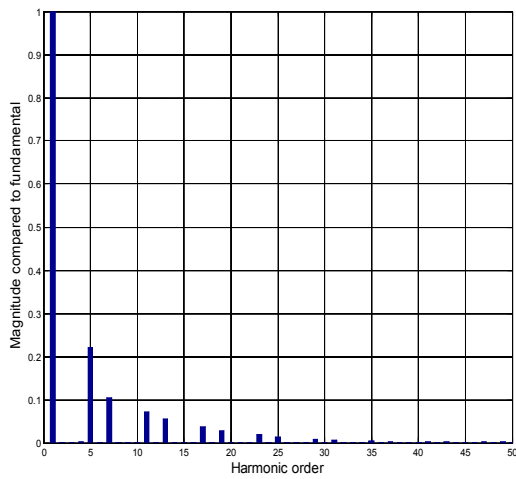


Fig. IV-41 Compensation des harmoniques moyennant un UPQC utilisant un contrôleur à hystérésis (FAP) & Flou (FAS) à base de convertisseurs trois-niveaux (NPC)

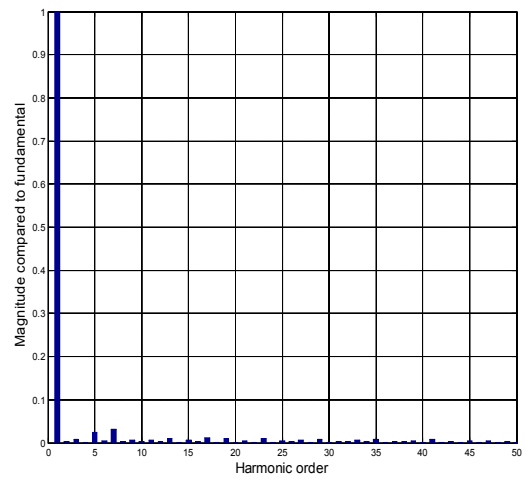


Tension source $V_{sa}(t)$ et courant source $i_{sa}(t)$

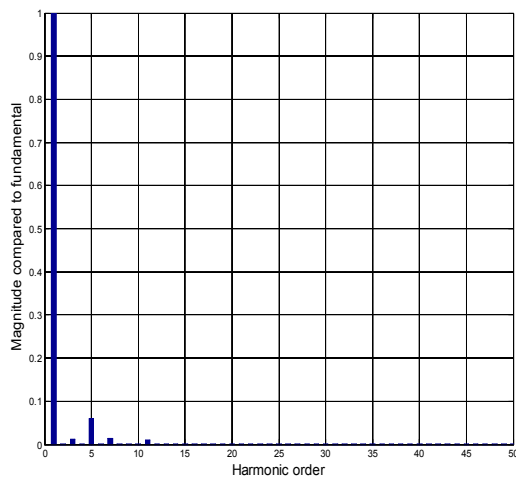
Fig. IV-42 Compensation de la puissance réactive et correction du facteur de puissance moyennant un UPQC utilisant deux contrôleurs : à hystérésis (FAP) & Flou (FAS)



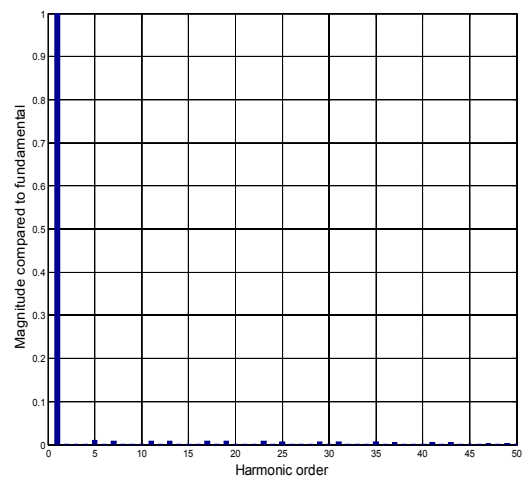
Sans UPQC (THDi=26.58%)



Avec UPQC (THDi=5.76%)



Sans UPQC (THDv=6.34%)



Avec UPQC (THDv=3.67%)

Fig. IV-43 Spectre des harmoniques du courant source et de la tension de charge (Harmoniques Type 1)

La validation des différents systèmes de contrôle proposés pour l'UPQC est réalisée par voie de simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem. Dans un premier temps nous avons présenté les résultats obtenus avec le système UPQC à base du convertisseur deux niveaux, avant compensation le courant source est hautement pollué avec un THDi égale à 26.56%; une fois le système UPQC est mis en opération, le THDi est descendu à une valeur de 5.42%, le THDv de la tension de charge est légèrement réduit selon le type de la perturbation harmoniques introduite. La réponse de l'UPQC lors d'une variation brusque de la charge est instantanée, cependant on constate que la tension continue U_{dc} présente quelques ondulations pendant la période de compensation des harmoniques. Le système UPQC à base de convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) permet d'obtenir des résultats similaires à ceux obtenus avec la première topologie en ce qui concerne la compensation des différentes perturbations harmoniques (courant source et tension de charge). Selon les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la topologie du convertisseur n'a pas une grande influence sur la qualité de compensation des harmoniques. L'évaluation des performances dynamiques du système UPQC à base de convertisseur de tension trois-niveaux (NPC) est réalisé en introduisons volontairement une perturbation dans la charge (100%) suite à l'application d'un déséquilibre de tension entre les instants $t_1=0.24$ sec et $t_2=0.30$ sec. Dans ce cas le système UPQC assure sa fonction parfaitement et agit d'une manière rapide afin d'atteindre le nouveau régime permanent. Le FAP est chargé de compenser les harmoniques de courant engendrés par la charge non-linéaire alors que le FAS assure de son côté le maintien de la tension aux bornes de la charge constante à la valeur désirée. La tension continue U_{dc} est maintenue constante et égale à sa valeur de référence $U_{dc-ref}=800V$, elle passe par un pic de 5 V et d'une durée de 0.03 sec avant de revenir à sa valeur de référence.

Dans la deuxième partie nous avons proposé un système de commande de l'UPQC basé sur deux contrôleurs l'un à logique floue pour le FAS et l'autre à hystérésis pour le FAP, nous avons constaté que le THDv est amélioré par rapport au schéma conventionnel et il passe de 6.22% à 3.67% dans le cas de la topologie trois-niveaux (NPC).

IV.10 Conclusion

Après avoir étudié d'une manière détaillée le fonctionnement des filtres actifs parallèle et série dans les chapitres II et III en utilisant différentes stratégies de contrôle, nous sommes intéressé dans ce chapitre à l'étude du compensateur universelle UPQC (série-parallèle) à structure tension à base des topologies de convertisseur deux et trois-niveaux (NPC) en adoptant une stratégie de contrôle (PQ) pour le FAS et (SRF) pour le FAP. Plusieurs simulations ont été effectuées en utilisant le Logiciel Matlab-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem afin de valider la fonctionnalité des modèles développés en la présence de différentes types de perturbations en particulier les

harmoniques courant et tension. A la fin du chapitre nous avons présenté les résultats de simulation de deux modèles d'UPQC utilisant deux contrôleurs l'un à hystérésis pour le contrôle du FAP, l'autre à logique floue pour le contrôle du FAS. Les résultats obtenus :

- confirment la fonctionnalité des systèmes proposés pour la compensation des harmoniques courant et tension et de l'ensemble des autres perturbations de tension,
- montrent que les systèmes UPQC étudiés, présentent une réponse rapide et instantanée lors du régime dynamique en particulier dans le cas de la variation brusque de la charge,
- mettent en évidence l'effet de la tension du bus continu sur la qualité de compensation des harmoniques pour les deux topologies étudiées,
- mettent en évidence l'importance d'associer au système UPQC des filtres passifs pour compenser les harmoniques dominants du rang 5 et 7 du courant source ce qui permet d'obtenir une meilleure compensation des perturbations coté tension et réduire ainsi les dimensions et la puissance nécessaire du système compensateur.

CONCLUSION
GENERALE

Cette thèse a été consacrée à l'étude des différents systèmes de filtrage moderne permettant la compensation des harmoniques de courant et/ou de tension en utilisant différentes stratégies de contrôle en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink et le Toolbox SimPowerSystem. Les principaux systèmes étudiés sont le filtre actif parallèle (FAP), le filtre actif série (FAS) et le conditionneur universelle d'énergie électrique (UPQC). Le filtre actif parallèle a pour objectif la compensation des courants perturbateurs harmoniques, le filtre actif série a pour objectif la compensation des harmoniques de tension en plus des différentes autres perturbations comme le déséquilibre, les creux de tension, les surtensions, etc. Finalement, l'UPQC est proposé comme une solution universelle pour la compensation de toutes les perturbations coté source et charge.

Dans le cas du filtre actif parallèle, deux configurations ont été proposés l'une à base du convertisseur de tension deux niveaux et l'autre à base d'un convertisseur de tension trois-niveaux (NPC). Les stratégies de contrôles adoptées pour la détermination des courants de référence sont basées sur la méthode du référentiel lié au synchronisme et la méthode de détection synchrone des courants de référence, ces méthodes offrent un meilleur compromis entre l'efficacité, la souplesse et la simplicité d'implantation. Avant compensation, le courant source absorbé par la charge non-linéaire est largement polluée avec un THDi de 28.16%. Les résultats de simulations obtenus montrent que en utilisant les FAPs proposés, le THDi après compensation est nettement amélioré et descend à des valeurs très acceptables en conformité avec la norme standards IEEE519. Pour les différentes configurations étudiées, ce courant est presque sinusoïdal et en phase avec la tension source ce qui améliore le facteur de puissance et réduit la compensation de la puissance réactive.

Dans la seconde partie de cette thèse qui concernait le filtre actif série, deux configurations ont été proposés aussi à base des topologies de convertisseur deux et trois-niveaux (NPC). La stratégie de contrôle choisi pour la détermination des tensions de compensation est basée sur la méthode des puissances actives et réactives instantanées (PQ) avec deux approches différentes. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité, la dynamique de réponse rapide et instantané des FASs proposés pour la compensation des harmoniques de tension et des autres type de perturbations liés à la tension avec une nette amélioration des performances de la topologie trois-niveaux (NPC) en matière de réduction du THDv.

Dans le dernier chapitre nous avons étudié le conditionneur universel l'UPQC qui permet de compenser simultanément les harmoniques de tension et courant ainsi que les différentes autres perturbations liées à la tension. Les deux topologies de base, série-parallèle et parallèle- série, ont été présentées en indiquant leurs avantages et inconvénients. Une analyse de l'écoulement du flux de puissance a été présentée en particulier dans le cas d'un creux de tension ou une surtension.

Les résultats de simulations obtenus montrent que l'UPQC permet la compensation simultanée des perturbations en courant et en tension avec de bonnes performances.

Notre contribution majeure dans ce travail de recherche a consisté à l'introduction de nouvelles approches de commande à base des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue & réseaux de neurones artificiels) pour les différents systèmes de filtrage active étudiés (FAP, FAS, UPQC) à base de convertisseurs de tension deux et trois-niveaux (NPC) en utilisant différentes stratégies de contrôle. Ces systèmes sont de conception simple et permettent d'obtenir des résultats plus meilleurs. Les contrôleurs à logique floue sont plus flexibles et acceptent la modification des règles ce qui permet d'améliorer leur performance comparés à ceux à base des RNAs qui sont des systèmes figés nécessitant une base de donnée pour leur apprentissage.

En conclusion, nous pouvons affirmer que l'ensemble des objectifs fixés au départ, ont pu être obtenus :

- Etude et modélisation de différents systèmes de filtrage actif (FAP, FAS et UPQC) à base des topologies de convertisseurs de tension deux et trois-niveaux (NPC),
- Etude de plusieurs stratégies de contrôle permettant l'identification des courants de référence ou les tensions de compensation (paramètre déterminant dans la qualité de compensation) d'un système de filtrage moderne,
- Application des Techniques de l'Intelligence Artificielle (TIA) dans la commande des différents systèmes de filtrage étudiés en particulier pour les systèmes à base du convertisseur de tension trois-niveaux (NPC).

A l'issue de ce travail de thèse, il se dégage quelques perspectives intéressantes qui constituent un prolongement naturel de nos travaux de recherche:

- Extension de notre étude aux autres topologies de convertisseurs multi-niveaux (cinq, sept, et onze niveaux) sans changer les stratégies de contrôle ce qui nous permettra de réduire la fréquence de découpage au niveau des interrupteurs IGBTs,
- Introduire les techniques Neuro-flous dans la commande des systèmes de filtrage afin de contourner certains inconvénients que présentent les techniques utilisés dans le cadre de ce travail,
- L'étude a été réalisée à la base d'un modèle réduit d'environ 5.5kVA, alors que les systèmes de filtrage actif industriels réels ont des puissances largement supérieures de l'ordre de quelques MVA. Ainsi il sera intéressant d'étendre la présente étude à des systèmes de grande puissance afin de mieux comprendre les limitations physiques imposées pour la montée en puissance.

BIBLIOGRAPHIE

- [ALA02] Alali Mohamed Alaa Edin, “Contribution à l’étude des compensateurs actifs des réseaux électriques”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Louis Pasteur ULP, (France) 2002.
- [MEK07] Mekri Fatiha, “Commande robuste des conditionneurs actifs de puissance”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique de l’Université de Nantes, (France) 2007.
- [AMA06] Amaia Lopez de Heredia Bermeo, “Commande avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : de la basse tension à la moyenne tension”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, (France) 2006.
- [OUL05] Ould Abdesalam Djaffar, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Haute-Alsace, (France) 2005.
- [ETX03] I. Etxeberria-Otadui, “Sur les Systèmes de l’Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l’Energie”, Thèse de Doctorat de l’Institut Nationale Polytechnique de Grenoble (France), 2003.
- [VAN06] Vanya Ignatova, “Méthodes d’analyse de la qualité de l’énergie électrique : Application aux creux de tension et à la pollution harmonique”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Joseph fourrier, (France) 2006.
- [HAM08] Hamoudi Farid, “Commande robuste d’un filtre actif shunt à quatre fils”, Thèse de Magister en génie électrique, Université El-Hadj Lakhder Batna, (Algérie) 2008.
- [ABD08] Abdusalem Mohamed Muftah, “Structures et stratégies de commande des filtres actifs parrallèle et hybride avec validations expérimentales”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, (France) 2008.
- [DEF98] T. Deflandre, P. Mauras, “Les harmoniques sue les réseaux électriques”, Edition Eyrolles, 1998.
- [DJE07] Djeghloud Hind, “filtrage actif de puissance”, Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Constantine, (Algérie) 2007.
- [AKA05] Akagi. H, “Active Harmonic Filters”, Proceedings IEEE, Vol. 93, N° 12, pp. 2128-2141, Décembre 2005.
- [YUE07] Yue MA, Zhu Ling, “An analysis and simulation of shunt hybrid active power filter”, Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8-11, Seoul Korea, pp. 90-93, 2007.
- [TAD08] Tadjer Sid Ahmed, “Etude d’un système de compensation des harmoniques en utilisant un générateur voltaïque GPV”, Thèse de Magister en génie électrique, Université M’hamed Bougara de Boumerdès, (Algérie) 2008.
- [GOU97] Gouraud Thierry, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, Thèse de Doctorat en automatique et informatique appliquée, Université de Nantes, (France) 1997.
- [KAL05] M.Kale, E.Ozdemir, “An Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter”. Electric Power System Research 73, pp. 113-119, 2005.
- [MAZ05] B.Mazari, F.Mekri, “Fuzzy Hysteresis Control and Parameter Optimization of a Shunt Active Filter”. Journal of Information Science and Engineering 21, pp. 1139-

- 1156, 2005.
- [BIM90] Bimal K. Bose, “An adaptive hysteresis band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No.5, October 1990, pp. 402-408, 1990.
- [ZHA08] Zhal Li, Li Hefei, “Modeling and simulating of SVPWM control system of induction motor in electric vehicle”, IEEE, Proceedings of the IEEE, International Conference on Automation and Logistics Qingdao, China, September 2008, pp. 2026-2030, 2008.
- [RAM07] Ramana M.V, Mangu B, Sashi Kanth K “Space vector pulse width modulation control of induction motor”, IET-UK, International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences(ICTES 2007), India, December 2007, pp. 349-354, 2007.
- [BAO09] Baohua Lang, Miao Miao, Weiguo Liu, Guangzhao Luo, “Simulation and experiment study of space vector pulse width modulation”, IEEE, The Ninth International Conference on Electronic Measurment & Instruments, ICEM’2009, pp. 408-412, 2009.
- [KAS09] Kashif Sayed Abdul Rahman, Saqib Muhammed Asghar, Saba Zia, Kaleem Ayesha, “Implementation of neural network based space vector pulse width modulation inverter: Induction motor drive system”, IEEE, 2009.
- [JIN09] Jin Hui, Zhao Yue-Ling, Wang Da-Zhi, “Simulation study of AC motor speed sensorless vector control system based on SVPWM”, IEEE, Ninth International Conference on Hybrid Intelligent Systems, ICHIS’2009, pp. 524-528, 2009.
- [WAN04] Wanh Jianze, Peng Fenghua, Ji Yanchao, Yaping Du, “A novel control method for shunt active power filters using SVPWM”, IEEE, pp. 129-134, 2004.
- [ERI02] Eric Larouche, “Exploration de différentes architectures de réseaux de neurones pour la prédiction de la glace atmosphérique sur les conducteurs des réseaux électriques”, Maîtrise en ingénierie, Université de Québec, (CANADA) 2002.
- [TOU92] C. Touzet, “Le réseaux de neurones artificielles. Introduction et connexionnisme”, livre PDF, 1992
- [MAR04] Marc Parizeau “Réseaux de neurones”, Université de Laval, 2004.
- [FAB07] Fabien Moutarde, “Introduction aux réseaux de neurones”, Cours Ecole des Mines de Paris, 2007.
- [MOR08] Mordjaoui Mourad, “Modélisation des effets électromagnétiques : Apport de la logique floue et neuro-floue”, Thèse de Doctorat Es-Sciences en génie électrique, Université de Batna, (Algérie) 2008.
- [BIM02] Bimal.K Bose, “Modern power electronics and drives”, Prentice Hall PTR, 2002.
- [BOR93] Bor.Ren Lin and Richard G.Hoft, “Power electronics inverter control with neural networks”, IEEE, pp. 128–134, 1993.
- [BOR95] Bor.Ren Lin and Richard G.Hoft, “Power electronics inverter control with neural networks”, IEEE, pp. 900–906, 1995.
- [BOS01] B. Bose, “Artificial neural network applications in power electronics”, In IEEE Industrial Electronics Society, IECON '01, volume 3, pp. 1631-638, 2001.
- [VAZ03] J. Vazquez et P. Salmeron, “Active power filter control using neural network technologies. IEE Proceedings, Electric Power Applications, pp. 139-145, 2003.
- [MAZ06] Joy Mazumdar, Ronald G Harley et Ganesh K. Venayagamoorthy “Synchronous Reference Frame Based Active Filter Current Reference Generation Using Neural Networks”, IEEE, pp. 4404-4409, 2006.
- [ZOU06] Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaiech et Kamal AL-Haddad, “Neural Network controlled three-phase three-wire shunt active Power Filter”, IEEE ISIE 2006, July 9-12 Montreal, Quebec, Canada, pp. 5-10, 2006.
- [WEN08] Wenjin Dai Yu Wang, “Active Power Filter of Three-phase Based on Neural Network

- ”, IEEE, Fourth International Conference on Natural Computation, pp.124-128, 2008.
- [VAD08] K. Vadirajacharya, P. Agarwal et H.O. Gupta, “Performance evaluation of CSI-based unified power quality conditioner using artificial neural network”, *Int. J. Power Electronics*, Vol. 1, No. 1, 2008.
- [BOR98] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieullot, & L. Dubois, “Introduction à la commande floue”, *Collection Sciences & Technologies*, Ed. TECHNIP, Paris 1998.
- [ZOU07] Zouaoui Zouhir, “Commande des convertisseurs DC/DC par la logique floue”, *Mémoire de Magister, Electronique, Université de Batna, (Algérie) 2007.*
- [LAA08] Laamayad Tahar, “Commande optimale d’une machine asynchrone : Apport de la logique floue”, *Mémoire de Magister, Electrotechnique, Université de Batna, (Algérie) 2008.*
- [JUA97] Juan Dixon, José Contardo, Luis Moran, “DC link fuzzy control for an active power filter, sensing the line current only”, *IEEE*, pp. 1109-1114, 1997.
- [JAI02] S.K. Jain, P. Agrawal et H.O. Gupta, “Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement”, *Int. J. Power Electronics*, Vol. 1, No. 1, pp. 317-328, 2002.
- [BEN05] Hocine Benalla et Hind Djeghloud, “Shunt Active Filter Controlled by Fuzzy Logic”, *J. King Saud Univ.*, Vol. 18, Eng. Sci. (2), pp. 231-247, 2005.
- [DZO11] Dzone Naoussi Serge Raoul, “Implantation des réseaux neuromémitiques sur cible FPGA : Application à l’intégration d’un système de filtrage actif”, *Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Stasbourg, (France) 2011.*
- [HOE03] Tony Hoevenaars, Kurt LeDoux, Matt, “Interpreting IEEE Std 519 and Meeting its Harmonic Limits in VFD Applications”, *Copyright Material IEEE Paper No. PCIC-2003-15*, 2003.
- [WEN09] Wenjin Dai, Baofu Wang et Youhui Xie, “A Novel Fuzzy Logic Controller for Active Power Filter”, *IEEE, International Conference on Computational Intelligence for Measurement Systems and Applications, CIMSA 2009, May 11-13, Hong Kong, China, 2009.*
- [HEL09] Ahmed A. Helal, Nahla E. Zakzouk, et Yasser G. Desouky , “A Novel Fuzzy Logic Controller for Active Power Filter”, *World Academy of Science, Engineering and Technology* 58 2009, pp. 621-626, 2009.
- [REN95] J. Renders, “Algorithmes génétiques et réseaux de neurones”, *Ed. Hermès*, 1995.
- [GRA00] P. Grabowski, M. Kazmierkowski, B. Bose et F. Blaabjerg, “A simple direct torque neuro fuzzy control of pwm inverter fed induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 863-870, 2000.
- [MEL05] P. Melin et O. Castillo, “Intelligent control of a stepping motor drive using an adaptive neuro-fuzzy inference system”, *An International Journal of Informatics and Computer Science*, pp. 133-151, 2005.
- [AKA06] H. AKAGI, “Modern active filters and traditional passive filters”, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, Vol. 54, No. 3, 2006.
- [ROU07] M. ROUTIMO, M. SALO, H. TUUSA, “Comparison of voltage-source and current source shunt active power filters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No.2, pp. 636-643, March 2007.
- [NIA96] S. NIA, “Contribution à l’étude théorique et expérimentale d’un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel”. *Thèse de doctorat de l’I.N.P.L, Nancy, (France) 1996.*
- [AKA05] H. AKAGI, “Active Harmonic Filters”, *Proceedings IEEE*, Vol. 93, No 12, pp. 2128-2141, December 2005.
- [BOR06-1] Bor-Ren Lin, H.-K. Chiang, C.-H. Huang, “Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology”, *The Institution of Engineering and Technology* 2006, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol153, No.4, July 2006, pp. 513-

- 522, 2006.
- [BOR06-2]** Bor-Ren Lin, Chun Hao Huang., “Implementation of a three-phase capacitor-clamped active power filter under unbalanced condition”, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No.5, October 2006, pp. 1621-1630, 2006.
- [JEN10]** P.JenoPaul, I. Jacob Raglend, T.Ruban Deva Prakash, R.PriyaDarsini, “Power quality improvement for matrix converter using shunt active filter”, International Journal of Computer Applications, Volume 11– No.2, December 2005, pp. 31-37, 2010.
- [JIA94]** Jian Hong Xu, “Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité”. Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, (France) 1994.
- [AKA90]** H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae, “Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters”, IEEE Trans. on Industry applications, Vol. 26, No. 1, pp. 93-98, 1990.
- [KAR09]** Karimi Shahram, “Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage FPGA in the loop: application au filtre actif parallèle”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nancy, (France), 2009.
- [KHO06]** Khor Shafiee Mohsen, “Amélioration de la qualité de l’énergie à l’aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nantes, (France) 2006.
- [CHE10-1]** **Chennai Salim**, Benchouia M-T, Goléa.A, Zouzou S.E “Application des réseaux de neurones dans la commande d’un filtre actif parallèle en utilisant Matlab-Simulink ”, 6th International Conference on Electrical Engineering’2010, Batna, Algeria, 11- 13 October 2010.
- [BEN04]** M. C. Benhabib, “Contribution à l’étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande”. Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy, (France) 2004.
- [GUP11]** Nitin Gupta, S. P. Singh and S. P. Dubey, “Fuzzy logic controlled shunt active power filter for reactive power compensation and harmonic”, IEEE, International Conference on Computer & Communication Technology, ICCCT2011, pp. 82-87, 2011.
- [RAH03]** S. Rahmani and K. Al-Haddad, “A new indirect current control algorithm based on the instantaneous active current for reduced switch active filters”. EPE, ISBN 90-75815-07-7, pp. 1-10, Toulouse, 2003.
- [HAD99]** Haddad Kamel, 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.
- [UCA06]** M. Ucar, E. Ozdemir, “Control of a 3 phase 4-leg active power filter under non-ideal voltage condition”, Elsevier, Electric power system research 78, pp. 58-73, 2006.
- [GAR09]** P. García-González, A. García-Cerrada, and O. Pinzón-Ardila, “Control of a shunt active power filter based on a three-leg four-wire electronic converter”, 6th International Conference Workshop, Compatibility and Power Electronics, pp. 292-279, 2009
- [RAC09]** Rachmildha Tri Desmana, “La commande hybride prédictive d’un convertisseur quatre bras”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, (France), 2009.
- [MAD02]** C. Madtharad, S Premrudeepreechacharn, “Active power filter for three-phase four-wire electric system using neural networks ”, Electric Power System Research, Vol. 60, pp 179-192, 2002.
- [BEN05]** M. C. Benhabib and S. Saadate, “New control approach for four-wire active power

- filter based on the use of synchronous reference frame”, Electric Power Systems Research, Vol. 73, pp. 353-362, 2005.
- [LEG07] A. Lega, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg et D. Casadei, “Multilevel converters for ups applications: comparison and implementation”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2-5 Sept. 2007, pp. 1-9, 2007.
- [DEF08] Defay François, “Commande prédictive directe d’un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, (France) 2008.
- [BOR04] Bor-Ren Lin, Ta-Chang Wei, Huann-Keng Chiang, “An eight switch three-phase VSI for power factor regulated shunt active filter”, Elsevier, Electric power system research 68, pp. 157-165, 2004.
- [BRU99] Bruant Nicolas, “Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles : Compensation globale ou sélective des harmoniques en régime équilibré”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nantes, (France) 1999.
- [SIN99] B. Singh, K. Al-Haddad, & A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 46, No. 6, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [AKA83] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits”, Proceeding International Power Electronics Conference. Tokyo, Japan, pp. 1375-1386, 1983.
- [SIN98] Singh, B. N., A. Chandra, K. Al-Haddad, “Performance comparison of two current control techniques applied to an active filter”, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Vol.1, pp. 133-1388, 1998.
- [AJA06] Ali Ajami, Seyed Hossein Hosseini, “Implementation of a novel control strategy for shunt active filter”, ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics and Communications, Vol. 4, pp. 40-46, February 2006.
- [BIM90] Bimal K. Bose, “An adaptive hysteresis band current control technique of a voltage fed PWM inverter for machine drive system”, IEEE, Transactions on industrial Electronics, Vol. 37, No5, 1990, pp. 402-408.
- [MUR05] Murate Kale and Engin ozdemir, “An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filters”, Elsevier, Electric power system research 73, 2005, pp. 113-119.
- [SOA00] Soares V., Verdelho P., Marques G. D, “An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters”. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, N° 4, Juillet 2000.
- [SEG99] Alfredo Nava-Segura, Miguel Carmona-Hernandez, “A Detailed Instantaneous Harmonic and Reactive Compensation Analysis of Three-phase ACDC Converters, in abc and $\alpha\beta$ Coordinates”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 3, July 1999, pp. 1039-1045, 1999.
- [BHA91] S. Bhattacharya, D.M. Divan, and B. Banerjee, “Synchronous Frame Harmonic Isolator using Active Series Filter”. EPE 1991, 1991, pp. 30-35.
- [GAI10] Gaillard Arnaud, “Système éolien basé sur une MADA : contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, (France) 2010.
- [ZOU06] Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaich, Kamel Al-Haddad, “Voltage source inverter based three-phase shunt active power filter: Topology, Modeling and Control Strategies”, IEEE, pp. 785-790, 2006.
- [BEL04] Bellini A, Bifaretti S, Costantini S, “Implementation on a microcontroller of a space vector modulation technique for NPC inverters”, Proceedings of the 2004 IEEE ICIT, 2004, pp. 935-940.
- [YIN08] Yingjie He , Jinjun Liu , Jian Tang , Zhaoan Wang and Yunping Zou, “Research on control system of dc voltage for active power filters with three-level NPC inverter”, IEEE, pp. 1173-1178, 2008.

- [LIE05] Lei Lin, Yunping Zou, Zhan wang, Hongyuan Jin, “A simple neutral-point voltage balancing control method for three-level NPC PWM VSI inverters”, *IEEE*, pp. 828-833, 2005.
- [BOR03] Bor-Ren Lin, Chun-Hao Huang, Tsung-Yu Yang and Yung-Chuan Lee, “Analysis and Implementation of Shunt Active Power Filter with Three-Level PWM Scheme”, *IEEE*, pp. 1580-1885, 2003.
- [BOR06-3] Bor-Ren Lin, Tsung-Yu Yang, “Analysis and Implementation of three-phase power quality compensator under the balanced and unbalanced load conditions”, *Electric Power Systems Research* 76, pp. 271-282, 2006.
- [CHE10-3] **Chennai Salim**, Benchouia M-T, Goléa.A, Zouzou S.E “Fuzzy logic current controller for shunt active filter to compensate harmonics currents based on ANN dc voltage regulator ”, International Conference on Electrical Engineering, electronics and automatics’2010, Bejaia, Algeria, 2-3 Novembre 2010.
- [CHE11-7] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “Shunt active filter based on intelligent controllers to compensate harmonic currents using two control strategies”, 7ème Conférence sur le Génie Electrique, CGE’07, EMP, Bordj El Bahri, Alger, Algérie, 12-13 Avril 2011.
- [CHE11-8] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “Improved power energy Quality using a shunt active filter based on fuzzy control operating under non ideal voltage conditions”, 2ème Conférence Nationale sur les Systèmes d’ordre Fractionnaires et leurs Applications, SOFA’2011, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 24-26 Octobre 2011.
- [CHE11-1] **Chennai salim**, Benchouia M.T and Goléa A, “Harmonic currents compensation based on three-phase three-level shunt active filter using fuzzy logic current controller”, *Journal of Electrical Engineering & Technology JEET (KIEE)*, ISSN 2093-7423, September, Vol.6(2011) No.5, pp.595-604.
- [CHE11-2] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “Intelligent controllers for three-level (NPC) shunt active filter to compensate reactive power and eliminate current harmonics”, *Acta Electrotechnica*, ISSN 1841-3323, September, Vol.52 (2011), No.2, pp.100-108.
- [CHE11-3] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “Shunt active filter using intelligent controllers based on three-level (NPC) inverter to compensate current harmonics”, *Journal of Electrical Engineering, JEE*, ISSN 1582-4594, September, Vol.11 (2011), No.4, pp.167-177.
- [CHE11-5] **Chennai salim** and Benchouia M.T, “An artificial neural network controller for three-level shunt active filter to eliminate current harmonics and compensate reactive power ”, *Majlesi Journal of Electrical Engineering* , MJEE, ISSN 2008-1413, September, Vol.5(2011) No.3, pp.24-32.
- [CHE11-6] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, Zouzou S.E, “Shunt active filter based on three-level NPC inverter using current and DC voltage artificial neural network controllers”, *International Electrical Engineering Journal IEEJ*, ISSN 2078-2365, Vol.1(2011) No.1, pp.523-528.
- [SAN00] A. Sannino, J. Svensson, “A series connected voltage source converter for voltage sag mitigation using vector control and a filter compensation algorithm”, 35th IAS annual meeting of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 8-12October 2000 Rome, Italy, pp.2476-2481.
- [HAM09] Hamadi Ab., S. Rahmani, K. Al-Haddad,: “A new hybrid series active filter configuration to compensate voltage sag, swell, voltage and harmonics and reactive power”, *IEEE, International Symposium on Industry Electronics (ISIE)*, 2009, July 5-8, Seoul, Korea, pp.286–291.
- [SVE02] J. Svensson, A. Sannio, “Active filtering of supply voltage with series connected voltage source converter”, *EPE Journal*, Vol. 12, N° 1, February 2002, pp. 19-25.

- [CAM94] A. Campos, G. Joos, P. DZiogas, J. F. Lindsay ‘’ Analysis and design of series voltage unbalance compensator based a three VSI operating with unbalanced switching functions’’ IEEE Trans on power electronics, Vol. 9, N° 3, October 1994, pp.269-274.
- [CHE11-9] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, ‘’ Three-phase series active power filter to protect sensible loads based on fuzzy voltage controller at distorted supply network’’, 2ème Conférence Nationale sur les Systèmes d’ordre Fractionnaires et leurs Applications, SOFA’2011, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 24-26 Octobre 2011.
- [CHE12-1] **Chennai salim** and Benchouia M.T, ‘’Three-level (NPC) series active filter based on fuzzy logic voltage controller to compensate voltage sags, swells, harmonics and unbalances’’, Journal of Electrical Engineering , JEE, ISSN 1582-4594, March, Vol.12 (2012) No.1, pp.100-110.
- [CHE12-3] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, ‘’Series active power filter for harmonic voltage compensation using two control strategies based on fuzzy control techniques ’’, 4th International Conference on Electrical Engineering, ICEE’12, Université Sciences et Technologie Houari Boumediène d’Alger, 07-09 Mai 2012.
- [REY96] Reyes H. Herrera, Patricio Salemeron, Hoyosung Kim, ‘’Instantaneous Reactive Power Theory Applied to Active Power Filter Compensation: Different Approaches, Assessment, and Experimental Results’’, IEEE, Trans. on Industrial Electronics, (2008), pp.184-196.
- [CHE12-2] **Chennai salim** and Benchouia M.T, ‘’A simplified control scheme for three-phase three-level (NPC) series active filter to compensate all voltage perturbations’’, Acta Electrotechnica et Informatica, AEI, ISSN 1338-3957, Vol.11(2011) No.4, pp.52-59.
- [HAD03] Hadi Kanaan, K. Al-Haddad, Amine Abou Assi: ‘’Average modeling and control of a three-phase series active power filter for voltage harmonic compensation’’, IEEE, 2003, pp.255-260.
- [HAM07] Hamadi Ab., S.Rahmani, K. Al-Haddad, ‘’A novel hybrid series active filter for power quality compensation’’, IEEE, (2007), pp.1099–1104.
- [HAI07] Hai Lan, Jincheng Liang, Weiping Wu, ‘’Research of harmonic detection and fuzzy PID control in series active power filter’’, IEEE, (2007), pp. 2957-2962.
- [CHE11-1] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, ‘’Three-phase series active power filter to protect sensible loads based on fuzzy voltage controller at distorted supply network’’, 2ème Conférence Nationale sur les Systèmes d’ordre Fractionnaires et leurs Applications, SOFA’2011, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 24-26 Octobre 2011.
- [CHE11-4] **Chennai salim** and Benchouia M.T, ‘’Intelligent Controllers for Shunt Active Filter to Compensate Current Harmonics based on SRF and SCR Control Strategies’’, International Journal on Electrical Engineering and Informatics, IJEEI, ISSN 2087-5886 , Vol.3 (2011) No.3, pp.372-393.
- [ROD03] J. Rodriguez, J.-S. Lai et F. Z. Peng, ‘’Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications’’, Industrial Electronics, IEEE, Vol. 49, No 4, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [LIN04] Lin B.-R., Yang T.-Y., ‘’Three-level voltage-source inverter for shunt active filter’’, Electric Power Applications, IEE Proceedings, Vol. 151, No 6, pp. 744–751, 7 Nov. 2004.
- [DEF08] Defay François, ‘’Commande prédictive directe d’un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif’’, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, (France) 2008.
- [MOR99] L.A. Moràn, I. Pastorini, J. Dixon,R. Wallace, ‘’A fault protection scheme for series active power filters’’, IEEE Trans. on power electronics, vol.14, N°5, September

- 1999, pp.928-938.
- [TOU99] R. Tounsi “Développement d’un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles”, Thèse de doctorat de l’Université de Toulouse (France) 1999.
- [ZHA01] Zhan, C., Ramachandaramurthy, V. K., Arulampalam, A. Fitzer, C., Kromlidis, S, Barnes, M. and Jenkins, N. “Dynamic Voltage Restorer Based on Voltage-Space-Vector PWM Control”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, Nov-Dec 2001.
- [BUL09] Bülent IRMAK, “Implementation of voltage quality disturber controller with digital signal processor”, MSc Thesis en génie électrique-électronique, Université de Çukurova, (Turkey) 2009.
- [BRU01] Brmsickle W.E, Schneider R.S, Luckjiff G.A, Divan D.M, McGranagan M.F. “Dynamic sag corrector: cost effective industrial power line conditioning”, IEEE, Trans. on Industry Applications, Vol.37, issue 1, Jan-Feb 2001, pp.212-217.
- [KHO06] Khor Shafiee Mohsen, “Amélioration de la qualité de l’énergie à l’aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nantes, (France) 2006.
- [AWA02] L.Awad, J.Sevensson, “Charging techniques for energy storage capacitors of static series compensator”, IEEE, International Symposium on Industrial Electronics, L’Aquila, Italy, July 8-11, (2002), pp.930-935.
- [CHE12-5] **Chennai salim**, Benchouia M.T, Goléa A, “Series active power filter performances based on hysteresis and fuzzy controllers to compensate harmonic voltage perturbations using instantaneous reactive power strategy”, 7th International Conference on Electrical Engineering’2012, ICEE’2012, Université de Batna, Algeria, 08- 10 October 2012.
- [HAN06] B. Han, B. Bae, H. Kim, S. Baek “Combined operation of unified power quality conditioner with distributed generation”, IEEE Trans on power electronics, vol. 21, N°1, Jan .2006, pp. 330-338.
- [KHO06] Khor Shafiee Mohsen, “Amélioration de la qualité de l’énergie à l’aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nantes, (France) 2006.
- [FUJ98] H. Fujita, H. Akagi, “The unified power quality conditioner; the integration of series and shunt active filters”, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 13, N° 2, 1998, pp.315-322, 1998.
- [KHA06] V. Khadkikar, A. Chandra, A.O. Barry, T.D. Nguyen, “Application of UPQC to protect a sensitive load on a polluted distribution network”, IEEE, Power Engineering Society General Meeting, June 2006.
- [KES10] Metin Kesler, Engin Ozdemir, “A Novel control method for unified power quality conditioner (UPQC) under non-ideal mains voltage and unbalanced load conditions”, IEEE, pp.374-379.
- [IVA07] Iván A. Rubilar, José R. Espinoza, Javier A. Muñoz, Luis A. Morán, “DC Link Voltage Unbalance Control in Three-Phase UPQCs based on NPC Topologies”, IEEE, 2007, pp.597-602, 2007.
- [LUI05] Luis F. Monteiro, José C.C Costa, Mauricio Aredes, Joao L. Alfonso, “A control strategy for a three-level unified power quality conditioner”, 8th Brazilian power electronics conference, Recife, PE, Brazil, 14-17 July, 2005.
- [YAS10] Yash Pal, A. Swarup, Bhim Singh, “Applications of UPQC for power quality improvement”, 16th National Power Systems Conference, 15th-17th December, 2010, pp. 772-777.

Source d'alimentation	
220V, 50Hz	
Rs, Ls	0.1Ω, 0.2 mH
Charge non-linéaire	
RL, LL	48.6 Ω, 40 mH
FAP	
L	3 mH
Fréquence de commutation	10 kHz
Source continue	
Udc-ref	700 V
Cdc	3000 μF

(a) Convertisseur de tension deux niveaux

Source d'alimentation	
220V, 50Hz	
Rs, Ls	0.1Ω, 0.2 mH
Charge non-linéaire	
RL, LL	48.6 Ω, 40 mH
FAP	
L	3 mH
Fréquence de commutation	10 kHz
Source continue	
Udc-ref	800 V
Cdc1= Cdc2= Cdc	3000 μF

(b) convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Tableau II-1 Paramètres du FAP

Source d'alimentation	
220V, 50Hz	
Rs, Ls	0.1Ω, 0.2 mH
Charge non-linéaire	
RL, LL	48.6 Ω, 40 mH
FAS	
Lsf, CSf	1mH, 100 μF
Fréquence de commutation	10 kHz
Source continue	
Udc-ref	700 V
Cdc	1100 μF

(a) Convertisseur de tension deux niveaux

Source d'alimentation	
220V, 50Hz	
Rs, Ls	0.1Ω, 0.2 mH
Charge non-linéaire	
RL, LL	48.6 Ω, 40 mH
FAS	
Lsf, CSf	1 mH, 100 μF
Fréquence de commutation	10 kHz
Source continue	
Udc-ref	800 V
Cdc1= Cdc2= Cdc	3000 μF

(b) convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Tableau III-1 Paramètres du FAS

Source d'alimentation	
220V, 50Hz	
Rs, Ls	0.1Ω, 0.2 mH
Charge non-linéaire	
RL, LL	48.6 Ω, 40 mH
FAP	
L	11 mH
Fréquence de commutation	10 kHz
FAS	
L	11 mH
Lc, Cc, Rc	10mH, 0.1mF, 4Ω
Fréquence de commutation	10 kHz
Source continue	
Udc-ref	700 V
Cdc	5000 μF

(a) Convertisseur de tension deux niveaux

Source d'alimentation	
220V, 50Hz	
Rs, Ls	0.1Ω, 0.2 mH
Charge non-linéaire	
RL, LL	48.6 Ω, 40 mH
FAP	
L	11 mH
Fréquence de commutation	10 kHz
FAS	
L	11 mH
Lc, Cc, Rc	10mH, 0.1mF, 4Ω
Fréquence de commutation	10 kHz
Source continue	
Udc-ref	800 V
Cdc1= Cdc2= Cdc	5000 μF

(b) convertisseur de tension trois-niveaux (NPC)

Tableau IV-1 Paramètres du l'UPQC

Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle

Résumé :

L'objectif de cette thèse est l'étude théorique et par simulation numérique des systèmes de filtrage active de puissance en utilisant différentes stratégies de contrôle à base de contrôleurs conventionnels et intelligents en vue de réduire les harmoniques de courant et/ou de tension à des valeurs conforme aux normes standards. Aujourd'hui les contrôleurs intelligents à base de réseaux de neurones artificiels ou à logique floue sont l'alternative la plus utilisée pour le contrôle des systèmes électrique de puissance, ils sont d'une mise en œuvre facile, ne nécessitent pas de modèles mathématiques complexes et permettent d'obtenir des performances meilleurs comparés aux contrôleurs conventionnelles. Dans un premier temps nous avons présentés les différentes perturbations qui peuvent avoir lieu dans les réseaux électriques, les normes standards internationales ainsi que l'ensemble de systèmes de filtrage de puissance moderne en particulier le Filtre Actif Parallèle (FAP), le Filtre Actif Série (FAS) et le Conditionneur Universel d'Energie Electrique (UPQC : Unified Power Quality Conditionner). Dans un deuxième temps, l'étude à été focalisé sur le FAP dédié à la compensation des harmoniques du courant source en utilisant différentes stratégies de contrôle pour diverses conditions de tension. Afin de protéger les charges sensibles l'étude à porté ensuite sur le FAS dédié à la compensation des harmoniques de tension et des différentes autres perturbations liés à la tension en particulier les creux de tension, surtension, déséquilibre, etc. Afin de remédier les inconvénients des systèmes FAP et FAS nous avons étudié par la suite, les différentes configurations d'UPQC qui est la solution universelle la plus adoptée dans les réseaux électriques permettant la compensation des toutes les perturbations. La commande des différents systèmes étudiés est réalisée moyennant des contrôleurs conventionnels puis intelligents (MLPNNs et/ou FLC) pour des topologies de convertisseurs deux et trois-niveaux (NPC). Les modèles de simulations sont développés en utilisant le logiciel MATLAB_Simulink et le Toolbox SimPowerSystem. L'évaluation des performances de chaque système de filtrage étudié tient compte de son comportement en régime dynamique et permanent. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité des modèles proposés à base des contrôleurs intelligents pour la compensation des harmoniques courant et/ou tension dans les réseaux électriques.

Mots-clés :

Contrôleur Intelligent, Filtre actif parallèle(FAP), Filtre actif série (FAS), Unified Power Quality Conditioner (UPQC), Convertisseur de tension trois-niveaux (NPC), Méthode de détection du référentiel lié au synchronisme, Méthode de détection synchrone des courants de référence, compensation des harmoniques courant et tension.

Study, Modeling and Control of Active Power Filters: Artificial Intelligent Techniques Contribution

Abstract:

The objective of this thesis is the theoretical and numerical simulation study of the active power filter systems using different control strategies based on conventional and intelligent controllers to reduce the current and/or voltage harmonics to standards values. Today intelligent controllers based on artificial neural networks and fuzzy logic are more used for the power electric system controls, their advantages are easy implementation, do not require complex mathematical model and have improved performances compared to conventional controllers. In the first part we presented the various disturbances that can occur in electrical networks, international industry standard norms and the different power system filtering particularly Shunt Active Filter (Shunt AF), Series Active Filter (Series AF) and Universal Power Quality Conditioner (UPQC). In a second part the study was focused on Shunt AF dedicated to the harmonic currents source compensation using different control strategies for various voltage conditions. To protect sensitive loads, the study is focused on the Series AF used to compensate voltage harmonics and all other voltage disturbances such us voltage sags, flickers and unbalances. To overcome the disadvantages of SAF and SAF systems we have studied different configurations of UPQC which is the universal solution adopted in most power systems to compensate all disturbances. The control of all systems studied is based on MLPNNs and/or FLC controllers using the two and three-level (NPC) inverter topology. The simulation models are developed using MATLAB_Simulink software and SimPowerSystems Toolbox. The performances evaluation of each configuration studied is based on their comportment in steady and dynamic state. The obtained simulations results demonstrate the effectiveness of the proposed models based on intelligent controllers to compensate current and/or voltage harmonics in electrical network.

Keywords:

Intelligent controller, Shunt active filter (Shunt AF), Series active filter (Series AF), Unified Power Quality Conditioner (UPQC), Three-level (NPC) inverter, Synchronous reference frame detection method, Synchronous reference current detection method, Harmonics current and voltage compensation.