

Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Automatique



THESE

de DOCTORAT en SCIENCES

Présentée par :

KOUZOU Abdellah

Magister de l'UMBB

Thème

Compensation des Perturbations dans les Réseaux Electriques Basse Tension par les Filtrés Actifs de Puissance à Configuration Spéciale

Président :

MEKHALDI Abdelouahab

Professeur ENP

Directeurs de thèse :

MAHMOUDI Md Oulhadj

Professeur (ENP)

BOUCHERIT Md Séghir

Professeur (ENP)

Examineurs :

BELMADANI Bachir

Professeur U. HB Chlef

ZEROUG Hocine

Professeur USTHB

BERKOUK El Madjid

Professeur ENP

BENMANSOUR Khelifa

Maître de Conférence U. YF (Médéa)

Année 2011

REMERCIEMENTS

A l'issue de ce travail, je tiens à exprimer toute ma gratitude à l'ensemble des personnes qui ont contribué chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Je voudrais tout d'abord exprimer toute ma reconnaissance aux **Prof M.O Mahmoudi** et **Prof M.S Boucherit** pour leur encadrement, pour leur humanisme et sur tous les conseils avisés qu'il a su me prodiguer tout au long de la période de préparation de cette thèse.

J'adresse également mes sincères remerciements à **A MEKHALDI**, professeur à L'ENP, à **B. BELMADANI**, professeur à L'U. H.B Chlef, à **H. ZEROUG**, professeur à L'USTHB, à **EI. BERKOUK**, professeur à L'ENP, et à **K. BENMANSOUR**, Maître de conférence à L'U. YF (Médéa), pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de faire partie de mon jury et pour leurs sages conseils.

Je tiens à remercier aussi **Prof R. Kennel** directeur du Laboratoire de commandes et entraînement des machines à l'université de Munich (Allemagne) pour son accueil, son encouragement, ses conseils, et qui a su se rendre disponible malgré ses charges de responsabilité.

Je tiens à remercier aussi **Prof Abu-Rub Haitham** directeur du Laboratoire d'électronique de puissance à l'université de Texas A & M à Doha (Qatar) pour son accueil, son encouragement, ses conseils, et sa disponibilité malgré ses charges de responsabilité.

Mes reconnaissances et mes remerciements vont également aux membres de l'équipe du laboratoire d'électronique de puissance à l'université de Texas A&M à Qatar, surtout **Dr. Atif iqbal** et **Sk Moin Ahmed**.

Avant de terminer, je voudrais dédier ce mémoire à mes parents. Spécialement à mon cher père qui malheureusement n'a pas pu voir la fin de cette thèse qu'il a vécu avec tellement de joie anticipée. Je veux que tu saches Elhadj Lakhder que j'ai senti ta présence très proche et que tes conseils et tes souvenirs m'ont toujours guidé dans ma vie. Aussi à ma mère, Nakhla, pour le soutien et les encouragements qu'une mère seule peut apporter, sans oublier mes sœurs (Fatiha et Fatima) et frères (Mustapha, Mohamed et Smain). Un grand merci aussi à ma femme, Freiha pour son encouragement, patience et compréhension infinie. Ainsi, je tiens à remercier mes chers enfants (Azzam, Mohamed, Lakhder, Refka, Zakaria, mustapha et Abdelwahab) pour leur patience et soutien moral.

Enfin à mes amis et mes collègues qui ont partagé dans mon quotidien mes espoirs et mes inquiétudes, qui m'ont reconfronté dans les moments difficiles et avec qui j'ai partagé d'inoubliables instants de détente, je vous remercie tous chaleureusement.

ملخص

إن هذا العمل يدرس التعويض الفعال لمختلف الإضطرابات في شبكة التوتر المنخفض و التي تتمثل في التيارات التوافقية , التيارات الغير المتوازنة , التيار الحيادي , فرق الطور بين التيار و التوتر , التوترات غير المتوازنة و التوترات التوافقية . يعود السبب الرئيس لهذه الإضطرابات الي الانتشار الواسع و المتسارع لأجهزة إلكترونيك الطاقة بإعتبارها حمولات غير خطية. نطرح في هذا البحث كفيات التعويض عن طريق المرشحات الفعالة التفرعية ثلاثية المخرج والمرشحات التفرعية بأربعة مخارج والتي تتكون من موجات بأربعة أذرع (ثلاثة اطوار + الحيادي) وضمن هذا العمل اقترحنا طريقة جديدة لإدارة الموجات . وفي الأخير قدمنا المحاكات الرقمية لهذين الموعين من المرشحات كما قدمنا المحاكات بالزمن الحقيقي للمرشحات ذات الأربع مخارج وذلك باستعمال dSPACE 1103 . من جهة أخرى ولتعويض عدم التوازن في توتر الشبكة الكهربائية أو جود التوترات التوافقية إستعملنا مرشحات الإستطاعة التسلسلية , كما تعرضنا في بحثنا هذا إلى طريقة للتحكم تسمح بعملية التعويض لعدم التوازن في التوتر . لترشيح التيارات التوافقية القادمة من الحمولات غير الخطية وتعديل المركبات الموجبة للتوتر للحصول على القيم الاسمية. قمنا في بحثنا هذا بحساب الإستطاعات الضاهرية للمرشحات الثلاثة وذلك اعتمادا على التعاريف الحديثة للإستطاعة الظاهرية. في الأخر قدمنا النموذج المركب من المرشح التفرعي بأربعة مخارج و المرشح التسلسلي بثلاث مخارج و الذي يسمى UPQC .

الكلمات المفتاحية : التوفيقيات , عدم التوازن , التيار في الحيادي , المرشحات الفعالة التفرعية للإستطاعة , المرشحات الفعالة التسلسلية للإستطاعة , المرشحات الفعالة التفرعية للإستطاعة بأربعة مخارج .

Résumé

Le présent travail est consacré à l'étude des compensations active de puissance de différentes perturbations dans le réseau basse tension. Ces perturbations s'intensifient rapidement avec la prolifération des équipements à base d'électronique de puissance, qui sont considérées comme des charges non linéaires. Nous présentons le filtre actif de puissance à trois bras, le filtre actif de puissance à quatre bras, où un nouvel algorithme de contrôle basé sur SVPWM est proposé. Les résultats des simulations sont présentés pour les deux types de filtrage et une expérimentation en temps réel basés sur dSPACE 1103 est réalisée pour le filtre actif shunt de puissance à quatre bras. Pour éliminer la présence du déséquilibre et les harmoniques de tension de source, nous présentons le filtre actif série de puissance à trois bras; cette topologie permet de régler la tension de la séquence positive selon la valeur nominale ou désiré. Suite aux trois filtres de puissance active proposée dans ce travail, nous avons calculé la puissance apparente appartenant à chaque cas en se basent sur les nouvelles définitions. À la fin de ce travail, nous présentons un système combiné du filtre actif shunt à quatre bras et le filtre active série à trois bras via l'interface DC-Link, ce système est appelé le conditionneur unifié de la qualité d'énergie (UPQC).

Mots Clés: Les Harmoniques; le Déséquilibre, Courant du Neutre, Filtre Actif de Puissance Parallèle, Filtre Actif de Puissance Série, UPQC, Filtre Active à Quatre Bras.

Abstract

The present work deals with the study of the active compensations of different disturbances in low voltage power system. These disturbances are intensifying rapidly increasing with the wide proliferation of power electronics systems, which are considered as nonlinear loads. We present the three-leg Shunt Active Power Filter, the four-leg shunt active power filter topology, where a new control algorithm based on space vector modulation is proposed. The simulation results are presented for the both shunt active power filter and a real time experimentations based on dSPACE 1103 were performed for the four-leg shunt active power filter. To eliminate the presence of the voltage unbalance and harmonics in the three-phase power supply, we present a Series Active Power filter based on three phase voltage source inverter; this topology can also regulate the positive sequence voltage to the nominal or desired value. Following to the three active power filters proposed in this work, we calculated the apparent power belonging to each case based on new definitions. In the end of this work we present a combined system which contains the four-leg shunt active power filter and series active power filter via the interface of a DC-link, this system is a promised solution; we called this type a Unified Power Quality Conditioner (UPQC).

Key Words: Harmonics, Unbalance, Neutral Current, Shunt Active Power Filter, Series Active Power Filter, UPQC, Four-leg Active Power Filter.

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I

Les perturbations Dans les réseaux de distribution
Les origines, les conséquences et les solutions

I.1 Introduction.....	3
I.2 Les différents types des perturbations électriques.....	3
I.2.1 Perturbations harmoniques en courant et en tension.....	5
I.2.1.1 Origine des harmoniques.....	5
I.2.1.2 Conséquences des harmoniques.....	5
I.2.1.3 Réglementation.....	8
I.2.1.3.1 La norme EN 50160.....	8
I.2.1.3.2 La norme IEC 61000.....	9
I.2.1.3.3 ANSI/IEEE 519-1992.....	10
I.2.1.3.4 Le Contrat EMERAUDE d'EDF.....	10
I.2.2 Déséquilibre du courant et de la tension.....	11
I.2.2.1 Origine du déséquilibre.....	11
I.2.2.2 Conséquences du déséquilibre.....	11
I.2.2.3 Réglementation.....	11
I.2.2.3.1 Le degré de déséquilibre.....	11
I.2.2.3.1.1 EN 50160.....	12
I.2.2.3.1.2 Contrat EMERAUDE.....	12
I.2.2.3.2 Le facteur de déséquilibre.....	12
I.2.2.3.2.1 La définition du IEC.....	12
I.2.2.3.2.2 La définition NEMA.....	13
I.2.2.3.2.3 Le facteur de déséquilibre de tension complexe.....	13
I.2.3 Creux de tension.....	13
I.2.3.1 Origine des creux de tension.....	13
I.2.3.2 Conséquences des creux de tension.....	14
I.2.3.3 Réglementation.....	14
I.2.3.3.1 EN 50160.....	14
I.2.3.3.2 Contrat EMERAUDE.....	14
I.2.4 Fluctuation Rapide de la tension.....	15
I.2.4.1 Origine de la fluctuation rapide de la tension.....	15
I.2.4.2 Conséquences des « Flicker ».....	15
I.3 Compensation des perturbations dans un réseau électrique de distribution.....	16
I.3.1 Solutions de compensation classiques.....	16
I.3.1.1 Compensation des courants perturbateurs.....	16
I.3.1.1.1 Rééquilibrage des courants du réseau électrique.....	16
I.3.1.1.2 Compensation de la puissance réactive.....	16
I.3.1.1.3 Compensation des courants harmoniques.....	17

I.3.1.2 Compensation des tensions perturbatrices.....	18
I.3.2 Solutions de compensation modernes.....	18
I.3.2.1 Dépollution des courants perturbateurs.....	18
I.3.2.2 Dépollution des tensions perturbatrices.....	19
I.3.2.3 Filtres actifs.....	19
I.3.2.3.1 Le filtre actif parallèle (F.A.P).....	19
I.3.2.3.2 Le filtre actif série (F.A.S).....	20
I.3.2.3.3 La combinaison parallèle série actifs (UPQC).....	21
I.3.2.3.4 Combinaison hybride active et passive.....	21
I.3.2.3.5 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	22
I.3.2.3.6 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	22
I.3.2.3.7 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	23
I.3.3 Solution Préventives.....	23
I.4 Conclusion.....	29

CHAPITRE II

Compensation des perturbations des courants et de la puissance réactive par le Filtre Actif de Puissance Parallèle à trois bras

II.1 Introduction.....	30
II.2 Description générale du F.A.P.....	31
II.2.1 Structure générale.....	31
II.2.2 Partie Puissance.....	32
II.2.2.1 Onduleur de tension (VSI : Voltage source inverter).....	32
II.2.2.2 Tension de sortie du VSI.....	33
II.2.3 Filtre de Sortie du F.A.P.....	34
II.2.3.1 Le filtre de troisième ordre (LCL).....	35
II.2.3.2 Filtre du premier ordre (Filtre L).....	39
II.2.3.3 Dimensionnement des filtres de sortie du F.A.P parallèle.....	40
II.2.3.4 Comparaison entre le filtre L et LCL.....	43
II.2.4 Système de stockage d'énergie.....	44
II.3 La partie contrôle commande.....	45
II.3.1 La théorie p-q (La théorie de la puissance instantanée).....	45
II.3.2 Régulation de la tension continue.....	49
II.3.3 La régulation de courant injecté par le filtre actif.....	51
II.3.4 La commande de l'onduleur.....	53
II.4 Puissance apparente du filtre actif shunt.....	53
II.4.1 Evaluation de la puissance apparente de compensation.....	54
II.4.2 Application sur l'évaluation de la puissance apparente de compensation dans des cas particuliers.....	59
II.4.2.1 Compensation des harmoniques : charge nonlinéaire équilibrée.....	59
II.4.2.2 Compensation des harmoniques, des déséquilibres de courant et de la puissance réactive : charge nonlinéaire réactive et déséquilibrée...	59

II.4.2.2.1 Déséquilibre en amplitude dans deux phases de la charge nonlinéaire.....	60
II.4.2.2.1 Déséquilibre en phase dans deux phases de la charge nonlinéaire.....	61
II.4.2.2.3 Déséquilibre en phase et amplitude de deux phases différentes.....	63
II-5 Résultats de Simulation.....	65
II.5.1 Compensation dans un milieu des tensions équilibrées non polluée.....	65
II.5.1.1 Compensation des courants harmoniques.....	65
II.5.1.1.1 Une charge nonlinéaire cas1.....	67
II.5.1.1.2 Une charge nonlinéaire cas2.....	68
II.5.1.2 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive.....	69
II.5.1.3.1 Une charge permanente.....	70
II.5.1.3.2 Une charge variable cas1.....	71
II.5.1.3.3 Une charge variable cas2.....	73
II.5.2 Compensation dans un milieu déséquilibré et/ou pollué.....	76
II.5.2.1 Principe de fonctionnement de la PLL.....	76
II.5.2.2 Compensation dans un milieu de tensions déséquilibrées.....	78
II.5.2.3 Compensation dans un milieu de tensions déséquilibrées et polluées.....	80
II.5.3 Quelques Problèmes de la Théorie pq.....	82
II.5.3.1 Compensation de la composante homopolaire.....	82
II.5.3.2 Les courants cachés.....	83
II.6 Conclusion.....	86

Chapitre III

Compensation des perturbations des courants, du courant de neutre et de la Puissance réactive par le Filtre Active de Puissance Parallèle à quatre bras

III.1 Introduction.....	87
III.2 Modélisation de l’Onduleur a Quatre Bras et a Deux niveaux.....	88
III.3 Modélisation de l’Onduleur a Quatre Bras et a Deux niveaux.....	91
III.3.1 3D-SVM pour onduleur a quatre bras dans le repère abc.....	91
III.3.2 3D-SVM de l’onduleur a quatre bras Utilisant le repère $\alpha\beta\gamma$...	94
III.3.3 Un Nouvel Algorithme 3D-SVM pour l’onduleur à quatre bras.....	100
III.3.4 Proposition d’un nouvel Algorithme 3D-SVM pour les onduleurs à quatre bras.....	104
III.3.4.1 Détermination des Prismes Triangulaires Tronqués.....	106
III.3.4.2 La Détermination des tétraèdres.....	108
III.3.4.3 Le calcul des temps d’application.....	112
III.4 Filtre de Sortie du F.A.P quatre bras.....	116
III.5 Etudes détaillée des puissances selon la théorie pq.....	117
III.6 Détermination des courants de références.....	123
III.7 Evaluation de la puissance apparente de compensation.....	125

III.8 Résultats et discussion	129
III.8.1 Résultats de simulation	129
III.8.1.1 Charge équilibrée et tension déséquilibrée et pollué.....	129
III.8.1.2 Une charge nonlinéaire déséquilibrée.....	132
III.8.1.3 Une charge variable desequilibre a caractere nonlinéaire.....	134
III.8.2 Implementation en temps réel sur le kit de contrôle dspace	141
III.8.2.1 La plate forme expérimentale.....	141
III.8.2.2 Cas d'une charge nonlinéaire déséquilibrée.....	142
III.8.2.3 Cas d'une charge variable desequilibre a caractere nonlinéaire.....	144
III.9 Conclusions	149

Chapitre IV

Compensation des perturbations des tensions Filtre Actif Série

IV.1 Introduction	150
IV.2 Structure générale du filtre actif série	150
IV.2.1 Partie puissance	150
IV.2.1.1 Onduleur de tension (VSI).....	150
IV.2.1.2 Elément de stockage de l'énergie DC.....	151
IV.2.1.3 Filtre de sortie.....	152
IV.2.1.4 Transformateur d'injection.....	154
IV.2.2 La partie contrôle-COMMANDE	155
IV.2.2.1 Commande de l'onduleur.....	155
IV.2.2.2 Identification des perturbations.....	155
IV.2.2.3 Régulation des tensions injectées.....	155
IV.3 Compensation des perturbations de tension par le filtre actif série ...	156
IV.3.1 Principe de compensation du FAS	156
IV.3.2 La stratégie de commande du filtre actif série	157
IV.4 Puissance apparente du filtre actif série	160
IV.4.1 Calcul du rapport de la puissance apparent du filtre actif série	161
IV.4.1.1 L'approche du groupe IEEE.....	161
IV.4.1.2 L'approche EUROPEENNE.....	162
IV.4.1.3 L'approche THEORIQUE.....	163
IV.4.2 Evaluation du rapport de la puissance apparent dans des Cas	166
IV.4.2.1 Déséquilibre d'une phase (en amplitude et en phase)	166
IV.4.2.1.1 Première approche.....	166
IV.4.2.1.2 Deuxième approche.....	167
IV.4.2.1.3 Troisième approche.....	168
IV.4.2.2 Two phases unbalance (equal magnitude and phase shift)	169
IV.4.2.2.1 Première approche.....	170
IV.4.2.2.2 Deuxième approche.....	170
IV.4.2.2.3 Troisième approche.....	171

IV.5 Résultats de simulation	172
IV.5.1 Cas des tensions déséquilibrées.....	172
IV.5.2 Cas des tensions polluées et déséquilibrées.....	174
IV.6 La combinaison APF shunt et APF Série	176
IV.7 Conclusion	179
V. Conclusion Générale	180
VI. Références	183

INTRODUCTION GENERALE

1. Introduction

Ces dernières décennies, l'utilisation croissante dans l'industrie des équipements d'électronique de puissance contribue à la dégradation de la qualité de l'énergie dans le réseau électrique. En effet, les convertisseurs statiques (les redresseurs, les gradateurs, les cycloconvertisseurs, les alimentations d'équipements informatiques) prolifèrent tant dans les équipements industriels que domestiques. Principalement l'utilisation de ces convertisseurs dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes. En revanche, ils ont participé à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. Ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale, ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques. Par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, la circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des harmoniques et des déséquilibres de tension, lesquelles vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. D'autre part, les perturbations dues à la foudre, au démarrage brusque des machines tournantes à forte puissance et au soudage de puissance à arc électrique sont considérées comme des perturbations instantanées à courte durée qui puissent causer une variation soudaine et importante de tension. On nommera ce type d'incident de « creux de tension » [1-8].

Plusieurs solutions ont été présentées dans la littérature pour dépolluer les réseaux électriques de tout type de perturbation de courant et de tension à savoir [8-19] :

- Les harmoniques des courants et des tensions;
- Les déséquilibres des courants et des tensions ;
- Les composantes réactives des courants ;
- Les creux de tension
- Courant néfaste dans le neutre.

Devant cette situation gênante des perturbations dans les réseaux électriques, surtout les réseaux basse tension, des normes de qualité de plus en plus contraignantes doivent être imposées aux fournisseurs et aux consommateurs. Actuellement la solution de compensation de toutes ces perturbations, la plus adaptée, est le filtrage actif, offrant une grande flexibilité de compensation, tout en restant dans les limites technico-économiques [1-8].

Dans le cadre de la présente thèse, notre objectif consiste en l'application du filtre actif parallèle à trois bras, du filtre actif parallèle à quatre bras et du filtre actif série pour la compensation des différentes perturbations. Pour ce faire, notre thèse est divisée en quatre chapitres qui sont :

Le premier chapitre présente la description des différentes perturbations en courant et en tension dans un réseau basse tension, leurs origines, leurs conséquences et les réglementations. Nous présenterons également les solutions curatives traditionnelles et modernes avec plus en détail les différentes structures de filtrage actif, d'autre part, nous présentons les solutions préventives en utilisant des charges à base d'électronique de puissance avec absorption des courants sinusoïdaux et un facteur de puissance proche de l'unité.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la structure du filtre actif de puissance parallèle à trois bras (partie puissance et partie commande). L'algorithme utilisé pour l'identification des courants de compensation est la théorie « pq ». Nous présentons une étude détaillée des topologies « LCL » et « L » du filtre de sortie. Cette étude est achevée par la proposition du calcul optimal des paramètres du filtre de sortie. Ensuite, une étude détaillée sur l'évaluation de la puissance apparente du filtre actif de puissance dans le cas général des perturbations en courant et en tension est présentée. Cette évaluation est basée sur la nouvelle définition IEEE 1540-2000. Nous présentons le rapport des puissances apparentes du filtre actif de puissance et de la puissance apparente de la charge, afin d'arriver d'une part à un choix technico-économique optimal, et d'autre part de voir la faisabilité du filtre actif parallèle pour assurer la compensation. Dans ce chapitre nous présentons les simulations de plusieurs cas des perturbations critiques. Finalement nous présentons des critiques concernant la méthode d'identification utilisée ainsi que la proposition des solutions convenables pour que cette méthode puisse répondre aux exigences de compensation.

Dans le troisième chapitre, nous présentons un résumé des principaux travaux réalisés pour la commande de l'onduleur à quatre bras, où le vecteur de tension est représenté dans un repère spatial. Dans cette partie, nous proposons un nouvel algorithme qui repose sur les deux algorithmes utilisant le repère naturel et le repère de Clark. Le but de l'utilisation de l'onduleur à quatre bras est d'inclure la compensation du courant dans le neutre qui puisse atteindre une valeur crête dépassant les valeurs de crête des courants de phase. Ainsi, la méthode d'identification des courants de référence de compensation est la même que celle utilisée avec l'onduleur à trois bras ou certaines améliorations sont introduites en prenant en considération des composantes homopolaires. Nous présentons aussi une étude détaillée des différentes composantes des puissances instantanées selon la théorie « pq » sous les perturbations de tensions et de courants dans le cas général. Enfin, nous finalisons cette partie par la représentation du rapport de la puissance apparente de manière similaire que dans le chapitre précédent. Finalement, nous présentons les simulations de certaines perturbations critiques qui puissent avoir lieu dans le réseau à quatre fils, ensuite une validation expérimentale en temps réel sous la carte contrôleur dSpace 1103 est présentée.

Dans le quatrième chapitre de cette thèse, nous présentons le filtre actif série pour la compensation des perturbations de tension. Nous traitons la structure du filtre actif série tout en déterminant l'algorithme d'identification des perturbations en tension et en courant et le rapport des puissances apparentes du filtre et de la charge. Nous présentons des simulations pour des perturbations sévères. Enfin, nous proposons une méthode simple pour l'identification des courants et des tensions de référence pour la structure combinée du filtre actif parallèle et du filtre actif série (UPOC), ce qui permettra par cette méthode de réaliser la compensation des différentes perturbations en courant et en tension.

CHAPITRE I

PERTURBATIONS DES COURANTS ET DES TENSIONS DANS LES RESEAUX BASSES TENSIONS

Origines, Conséquences et Solutions

CHAPITRE I

Les perturbations dans les réseaux de distribution Leurs origines, les conséquences et les solutions

I.1 Introduction :

Depuis de nombreuses années le distributeur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements, où l'électronique de puissance prend une place prépondérante dans les systèmes de conversion de l'énergie, la commande et le contrôle. De ce fait, l'énergie électrique fournie à travers le réseau de distribution aux différents clients utilisateurs doit garder la tension à une valeur normalisée acceptable aux bornes de chaque point de connexion des utilisateurs du réseau.

Il apparaît évident que la qualité de la tension fournie par le réseau au point de livraison est considérée comme le taux de battement de cœur, révélatrice de la santé du système électrique d'alimentation. Généralement la tension subit plusieurs perturbations de deux origines [1]:

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

Aujourd'hui, la situation au niveau des réseaux basses tensions est devenue très préoccupante. La qualité du courant électrique dans les installations commerciales et électriques se dégrade incontestablement. Outre les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les pointes provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques spécifiques à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charges linéaires et non linéaires. Un déclenchement intempestif des dispositifs de protection, des déséquilibres en tension et en courant, une diminution du facteur de puissance, des surcharges harmoniques, des niveaux élevés de distorsion des tensions et des courants, et l'augmentation de la température dans les conducteurs et les générateurs « causée par les différentes perturbations » sont autant de facteurs contribuant à détériorer la qualité et la fiabilité d'un réseau alternatif basse tension [2].

I.2 Les différents types de perturbations électriques

Le rôle du réseau électrique d'alimentation dans le cas général est d'assurer un système de tension alternatif triphasé ayant les paramètres suivants [1,3]:

- Une fréquence fixe;
- Une amplitude constante (ou une valeur efficace);
- Une forme d'onde sinusoïdale ;
- Une symétrie du système triphasé, caractérisée par :

- L'égalité des modules des trois phases ;
- Une séquence invariante des phases (RST) ;
- Une égalité de déphasage entre chaque deux tension consécutive (120°).

Ces paramètres peuvent être affectés, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certaines charges non-linéaires qui déforment le courant absorbé du réseau et par conséquent la qualité de la tension. Ainsi, une déviation de l'un ou de plusieurs paramètres cités précédemment est considérée comme étant une perturbation, classée comme suit :

- fluctuation de la fréquence : elle est à l'origine de certains défauts graves très exceptionnels au niveau de la production ;
- variation de l'amplitude : il s'agit de variations rapides de tension, de creux de tension et de surtension qui peuvent se présenter souvent sous forme d'à-coups brusques ;
- déformation de la forme d'onde de la tension : cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale correspondant à la fréquence de fonctionnement, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de la fréquence du fondamentale, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;
- la dissymétrie du système triphasé : que l'on appelle déséquilibre, il concerne tout à la fois l'amplitude, la phase et la forme d'onde.

Sauf la fluctuation de la fréquence, les autres perturbations sont dues essentiellement à deux origines à savoir :

- Les courants perturbateurs tels que les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la composante réactive du courant (naissance du déphasage entre la tension et le courant). Les courants harmoniques sont générés par les charges non linéaires (convertisseurs de l'électronique de puissance). Les courants de déséquilibre sont générés par le déséquilibre de la charge ou le déséquilibre de la tension de la source d'énergie électrique. Les courants réactifs sont émis par des charges à nature inductive linéaire comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels ou non linéaire tel que les redresseurs commandés.
- Les perturbations de tension, telles que les déséquilibres, les harmoniques de tension, les creux et les surtensions sont dues généralement aux perturbations des courants circulant dans le réseau ou au réseau lui même.

I.2.1. Perturbations harmoniques en courant et en tension

I.2.1.1 Origine des harmoniques

Les convertisseurs d'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications industrielles nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables. Mais leur prolifération au cours de la dernière décennie est devenue préoccupante et se

trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croître ; ces charges électroniques polluent non seulement le réseau de distribution de courant alternatif, mais elles sont aussi très sensibles à la distorsion de la tension [2]. 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 [1].

La circulation des courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique est une origine des tensions harmoniques aux points de raccordement (PCC), Ces tensions elles même vont polluer les consommateurs alimentés par le même point de raccordement.

Les perturbations évoquées ci-dessus sont bien comprises, et découlent directement de la prolifération des charges qui consomment un courant non sinusoïdal, appelées « charges non linéaires ». Ce type de charge est utilisé pour assurer la conversion, la variation et la régulation du courant électrique dans les installations commerciales (informatique ou éclairage dans les bureaux,...), industrielles (gradateurs, redresseurs, variateurs de vitesse.) et domestiques (téléviseurs, appareils électroménagers, etc...) [1],[2].

Il existe aussi une autre perturbation harmonique qui s'appelle l'interharmonique qui consiste en signaux perturbateurs de fréquence non multiple de la fréquence industrielle, c'est ainsi que les variateurs de vitesse pour machines asynchrones et les fours à arc sont les principaux générateurs d'interharmoniques [4 -12].

1.2.1.2 Conséquences des harmoniques [1-3],[13-16]

On représente les effets les plus importants des courants harmoniques dans le réseau et ces utilisateurs a savoir :

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

$$P_{pertes} = \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 R \quad (1.1)$$

avec I_h le courant harmonique de rang h qui représente le fondamental pour $h=1$, et R la résistance traversée par le courant I_h . Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...). Ce sont des effets à termes qui se traduisent par une fatigue prématurée amenant à un déclassement des équipements. Ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent remarquablement le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs.

- Dégradation de la qualité des isolants, cette dégradation est souvent due à la présence de la tension harmonique. Celle-ci donne naissance à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à un échauffement exagéré dans les conducteurs. Le plus spectaculaire de ce type d'effet est la destruction d'équipement (condensateur, disjoncteur...).
- L'interférence dans les systèmes de télécommunication : Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut provoquer des interférences. L'importance de ces interférences est fonction de l'amplitude et de la fréquence des courants électriques ainsi que de l'importance du couplage électromagnétique entre les réseaux. Dans le cas de résonance, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable. On parle ici de compatibilité Electromagnétique (C.E.M) afin de caractériser l'aptitude d'un appareil, ou d'un dispositif, à fonctionner normalement dans un environnement

électromagnétique sans produire lui-même des perturbations nuisibles aux autres appareils ou dispositifs.

- Dysfonctionnement de certains équipements électriques : les équipements sensibles au passage par zéro des grandeurs électrique de tensions et/ou de courant sont perturbés par la présence de plusieurs fréquences dues aux composantes harmoniques.
- Harmoniques dus à la fréquence de résonance.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

- le taux harmonique de rang h :

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

où f_h représente la composante harmonique de rang h , f_1 représente la composante fondamentale,

- le taux global de distorsion harmonique : On caractérise la pollution d'un réseau de manière globale par le taux de distorsion harmonique en tension ou en courant :

$$THD = 100 \cdot \sqrt{\sum_2^{\infty} \frac{f_k^2}{f_1^5}} \quad (1.3)$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz (rang 50). Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténuées par la ligne du réseau lui-même. De plus, pratiquement la majorité des charges non linéaires génèrent des harmoniques ayant des amplitudes négligeables pour les rangs supérieurs à 50 (2,5 KHz), c'est pourquoi l'analyse des perturbations des courants harmoniques se fait sur la plage de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire les rangs 2 à 50 [1].

- le facteur de puissance : Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), apparaît comme le montre la définition donnée par C. Budeanu et approuvée par un groupe de travail IEEE en 1977[17,18]. C. Budeanu a donné les définitions des puissances dans le cas du système périodique non-sinusoidal. La puissance active dans le ce cas est définie par :

$$P = \sum_n P_n = \sum_n U_n \cdot I_n \cdot \cos \phi_n \quad (1.4)$$

Où U_n et I_n sont les valeurs RMS (valeurs efficaces) de la tension et du courant harmonique d'ordre n , et ϕ_n est le déphasage entre eux. La puissance réactive est définie par :

$$Q = \sum_n Q_n = \sum_n U_n \cdot I_n \cdot \sin \phi_n \quad (1.5)$$

Cependant, ces définitions ne sont pas conformes à l'équation de triangle des puissances :

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.6)$$

La puissance apparente est définie par :

$$S^2 = U^2 \cdot I^2 = \sum_n U^2 \sum_n I^2 \tag{1.7}$$

Alors :

$$S^2 = \sum_n U_n^2 \sum_n I_n^2 \geq \left(\sum U_n I_n \cos \Phi_n \right)^2 + \left(\sum U_n I_n \sin \Phi_n \right)^2 \tag{1.8}$$

Donc une quantité nommée la puissance déformante est ajoutée par C. Budeanu selon l'équation suivante :

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \tag{1.9}$$

On peut donc écrire la puissance apparente de la manière suivante :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \tag{1.10}$$

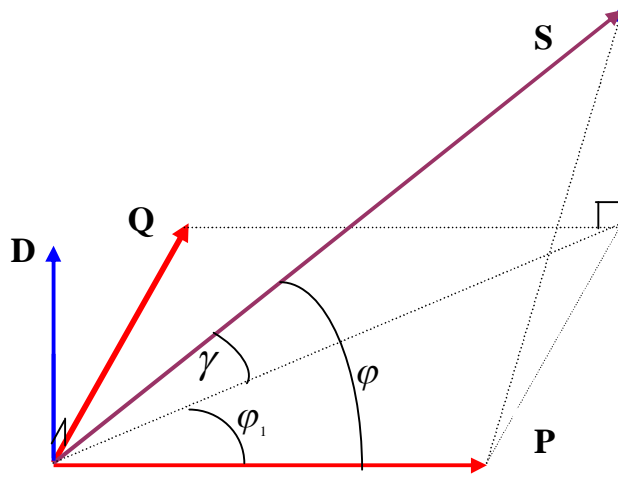


Fig. I.1. Diagramme de Fresnel incluant la puissance déformante

La puissance déformante se compose principalement des produits croisés de la tension et du courant harmonique de différents ordres et sera réduite à zéro si les harmoniques sont réduits à zéro, c.-à-d. aux conditions sinusoïdales.

$$D^2 = \sum \prod_{\substack{i=2 \\ j=2 \\ i \neq j}}^{\infty} U_i^2 I_j^2 \tag{1.11}$$

Si uniquement le courant est non-sinusoidal alors :

$$D = U_1 \sqrt{\sum_2^{\infty} I_h^2} \tag{1.12}$$

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

$$F.P = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi \cdot \cos \gamma \tag{1.13}$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

I.2.1.3 Réglementation

La qualité du courant électrique devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients ; ils adoptent donc, les uns comme les autres, la philosophie et les limites proposées par la norme.

I.2.1.3.1 La norme EN 50160

Elle donne les caractéristiques de tension de l'électricité fournie par le système de distribution public », cette réglementation est publiée par CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) définit les caractéristiques principales de la basse et moyenne tension fournie par le réseau public de distribution au PCC (point commun de couplage) [19] :

Tab.I.1 : Réglementation EN de la tension au PCC.

Les harmoniques impaires				Harmoniques paires	
Non multiple de 3		Multiple de 3			
Ordre	U_h/U_1 (%)	Ordre	U_h/U_1 (%)	ordre	U_h/U_1 (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,5	6...24	0,5
13	3	21	0,5		
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

I.2.1.3.2 La norme IEC 61000

Tab.I.2 : IEC 61000 « International Electrotechnical Commission » standards.[4,5,20]

Les harmoniques impaires				Harmoniques paires	
Non multiple de 3		Multiple de 3			
Ordre	U_h/U_1 (%)	Ordre	U_h/U_1 (%)	ordre	U_h/U_1 (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2+0,5 \times 25/n$				

Les limites de la distorsion harmonique de tension sont données en trois classes selon la catégorie du réseau :

Classe 1 : S'applique aux réseaux protégés, il a les niveaux les plus bas de compatibilité (inférieurs à celui des réseaux publics). Elle concerne l'utilisation des dispositifs et les équipements très sensibles aux perturbations électriques, les instrumentations technologiques des laboratoires, certains systèmes automatiques, équipements de protection et ordinateurs spécifiques, etc.

Classe 2 : S'applique au PCC et les points de connections internes dans l'environnement industriel en général, elle s'applique aussi aux réseaux publiques.

Classe 3 : Est seulement applicable aux points internes de raccordement des environnements industriels. Le niveau de possibilités est plus grand que celui de la classe 2 pour certaines perturbations. Cette classe devrait toujours être considérée à chaque fois qu'une de ces conditions est rencontrée :

- La plupart des charges alimentées par des convertisseurs statiques ;
- Les machines de soudage ;
- Actionneur à grande puissance et à démarrage très fréquent ;
- Les charges à variation rapide.

Tab.I.3 : Taux de distorsion total permissible des tension

	classe1	classe2	classe3
THD	5%	8%	10%

I.2.1.3.3 ANSI/IEEE 519-1992 [21,22]

Tab.I.4 « Les limites de distorsion des harmoniques »

La distorsion maximale du courant harmonique en % de IL						
Les harmoniques individuelles (les harmoniques impaires)						
ISC/IL	<11	11<h<17	17<h<23	23<h<33	h>33	THD
<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	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Les harmoniques paires sont limitées à 25% des harmoniques impaires ainsi, citées						

I.2.1.3.4 Le Contrat EMERAUDE d'EDF [1]

D'après le contrat EMERAUDE d'EDF, les deux parties (fournisseur et récepteur) doivent s'engager à respecter les normes limitant les perturbations harmoniques.

De son côté, EDF s'engage à ce que les taux individuels de tension harmonique, exprimés en pourcentage de la tension fondamentale V1 pour les réseaux HTA (1 à 50 kV), ne dépassent pas les seuils donnés dans le tableau ci-dessous.

Tab.I.5 :« Engagement EMARAUDE sur les harmoniques de tension (réseau HTA) »

Harmoniques impaires				Harmoniques paires	
Non multiple de 3		Multiple de 3			
Rang	$\frac{U_h}{U_1}(\%)$	Rang	$\frac{U_h}{U_1}(\%)$	Rang	$\frac{U_h}{U_1}(\%)$
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,5	6 à 24	0,5
13	3	21	0,5		
17	2	Le THD global de tension ne dépassant pas 8 %			
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

Tab.I.6 :« Engagement EMARAUDE sur les harmoniques de tension (réseau HTB) »

Harmoniques impaires				Harmoniques paires	
Non multiple de 3		Multiple de 3			
Rang	$\frac{U_h}{U_1}(\%)$	Rang	$\frac{U_h}{U_1}(\%)$	Rang	$\frac{U_h}{U_1}(\%)$
5 et 7	2	3	2	2	1,5
11 et 13	1,5	9	1	4	1
17 et 19	1	15 et 21	0,5	6 à 24	0,5
23 et 25	0,7	Le THD global de tension ne dépassant pas 3 %			

Tab.I.7 : Les règles de limitation des courants harmoniques recommandées aux clients par EDF

Rangs impairs	$\frac{I_h}{I_1}(\%)$	Rangs pairs	$\frac{I_h}{I_1}(\%)$
3	4	2	2
5 et 7	5	4	1
9	2	>4	0,5
11 et 13	3		
>13	2		

Les limitations en tension harmoniques que les clients de l'EDF doivent respecter sont :

- Pour une harmonique paire : $\frac{U_h}{U_1}(\%) \leq 0.6\%$.
- Pour une harmonique impaire : $\frac{U_h}{U_1}(\%) \leq 1\%$.
- Pour le taux de distorsion global de tension : $THD \leq 1.6\%$.

Dans le cas des installations industrielles, les effets des tensions harmoniques pour un THD inférieur à 5% sont négligés. Au delà de cette valeur des effets minoritaire sont observés entre 5% et 7%, pour des valeurs plus de 7% et 10% les effets commencent à apparaître, alors que pour des valeurs supérieures a 10% les effets prennent lieu.

Concernant la puissance réactive, EDF autorise ses clients à en consommer, sans être facturé, jusqu'à 40% de la puissance active absorbée. Cela se traduit, pour des charges linéaires, par un facteur de puissance 0,928 ou par un angle de phase $21,8^\circ$ [1].

I.2.2 Déséquilibre du courant et de la tension

I.2.2.1 Origine du déséquilibre

Le déséquilibre du système triphasé s'observe lorsque les trois composantes de tension/courant ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées de 120° les unes par rapport aux autres. Les charges triphasées déséquilibrées ou les charges monophasées importantes (telles que machine à souder, fours à arc, traction ferroviaire) alimentées par un réseau triphasé équilibré donne naissance à un déséquilibre de tension dû à la circulation de courants déséquilibrés dans les impédances du réseau [1],[23-25].

I.2.2.2 Conséquences du déséquilibre

Le déséquilibre de tension au point de raccordement peut engendrer des effets néfastes sur les équipements connectés à savoir [25-36] :

- Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage),
- L'augmentation de l'échauffement des machines asynchrones, l'existence de couple inverse crée par les composantes inverses issues du déséquilibre.
- Dégradation prématurée des équipements dont sa fonctionnalité est basée sur le champ magnétique, où une augmentation des pertes et une dégradation de la qualité d'isolation pouvant avoir lieu.
- 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.
- Concernant l'effet du courant homopolaire produit par le déséquilibre, 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.
- Dégradation du facteur de puissance.
- Dégradation du rendement et déclassement de la puissance des machines électriques triphasées.

I.2.2.3 Réglementation

Pour la quantification du phénomène de déséquilibre d'un système triphasé, deux approches sont utilisées :

I.2.2.3.1 Le degré de déséquilibre

Cette quantification fait appel à la décomposition de la composante fondamentale selon les composantes symétriques de Fortescue. Deux degrés de déséquilibre sont définis, le degré de déséquilibre inverse τ_{vi} donnant le rapport des amplitudes des tensions/courants inverse et directe :

$$\tau_{vi} = \frac{U_i}{U_d} \quad (1.14)$$

et le degré de déséquilibre homopolaire donnant le rapport des amplitudes homopolaire et directe de tension/courant :

$$\tau_{v0} = \frac{U_{0}}{U_{d}} \quad (1.15)$$

Les normalisations suivantes utilisent cette définition.

I.2.2. 3.1.1 EN 50160 : [19]

La norme EN50160 fixe le taux de déséquilibre inverse admissible à 2 % sur les valeurs efficaces calculées sur 10 minutes pour 95 % du temps d'une semaine.

I.2.2.3.1.2 Contrat EMERAUDE :[1]

D'après le contrat EMERAUDE, EDF s'engage à fournir, aux clients raccordés aux réseaux HTA (1 à 50 kV) et HTB (50 à 130 kV), une tension dont le taux de déséquilibre moyen ne dépasse pas 2 %.

Le fournisseur EDF, à travers le contrat EMERAUDE, permet aux clients de s'alimenter au réseau électrique sans réserve pour des charges perturbatrices inférieures ou égales à :

- 500 kVA pour une puissance de court-circuit de 40 MVA de 1 à 50 kV,
- 4 MVA pour une puissance de court-circuit de 400 MVA de 63 à 90 kV
- 15 MVA pour 1500 MVA de puissance de court-circuit à 225 kV.

Cependant EDF demandera aux clients qui ne sont pas couverts par ces champs de ne pas provoquer un taux de déséquilibre supérieur à 1 %.

I.2.2.3.2 Le facteur de déséquilibre

Il existe trois définitions largement acceptées pour la quantification du déséquilibre de tension/courant, la définition du IEC (International Commission électromécaniques) [33] et la définition du NEMA (National Electrical Manufacturers Association) [34]. La première définition est mathématiquement plus rigoureuse par rapport aux définitions du NEMA.

I.2.2.3.2.1 La définition du IEC

La définition du déséquilibre de la tension utilisée par la communauté universitaire est le rapport entre la séquence inverse V_{ab-} et la séquence positive V_{ab+} de la tension appelé facteur de tension asymétrique. Cette définition est adoptée par la CEI 60034-26 [32], et elle est également connue comme la définition du facteur de tension de déséquilibre (VUF).

$$VUF = \frac{V_{ab-}}{V_{ab+}} \quad (1.16)$$

Où:

$$V_{ab+} = \frac{V_{ab} + a \cdot V_{bc} + a^2 \cdot V_{ca}}{3}; \quad V_{ab-} = \frac{V_{ab} + a^2 \cdot V_{bc} + a \cdot V_{ca}}{3}$$

$$\text{Avec :} \quad a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{et} \quad a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Cette définition peut être présentée par une formule qui nécessite uniquement de savoir uniquement les trois tensions entre phases.

$$VUF = \frac{V_{ab-}}{V_{ab+}} = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \quad \text{Avec :} \quad \beta = \frac{V_{ab}^4 + V_{bc}^4 + V_{ca}^4}{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)^2} \quad (1.17)$$

I.2.2.3.2 La définition NEMA

La norme NEMA MG1.1993 [34] et la communauté IEEE utilisent la définition suivante:

$$LVUF = \frac{\max(V_a, V_b, V_c) - V_{moy}}{V_{moy}} \quad (1.18)$$

avec :

$$V_{moy} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (1.19)$$

Cette définition est nommée LVUF (Line Voltage Unbalance Factor)

I.2.2.3.2.3 Le facteur de déséquilibre de tension complexe CVUF (The Complex Voltage Unbalance Factor).

Ce facteur a été évalué pour la première fois par Wang [35], il tient en compte le déséquilibre en amplitude et le déséquilibre en phase, ce facteur est une extension de la définition utilisée par IEC.

$$CVUF = \frac{V_{ab-}}{V_{ab+}} = k_v \angle \theta_v \quad (1.20)$$

Si l'angle θ_v est négligé on se trouve dans la définition d'IEC.

I.2.3 Creux de tension

I.2.3.1 Origine des creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de la tension de sortie par rapport à la tension de référence ou déclarée, suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. La valeur de cette diminution et sa durée sont fixées selon les normes utilisées, généralement on trouve deux variantes:

- une diminution, située entre 90% et 10% qui peut durer de 10 ms à 3 mn.[1,23]
- Une diminution située entre 90 % et 1 % qui peut durer de 10 ms à 1 minute.

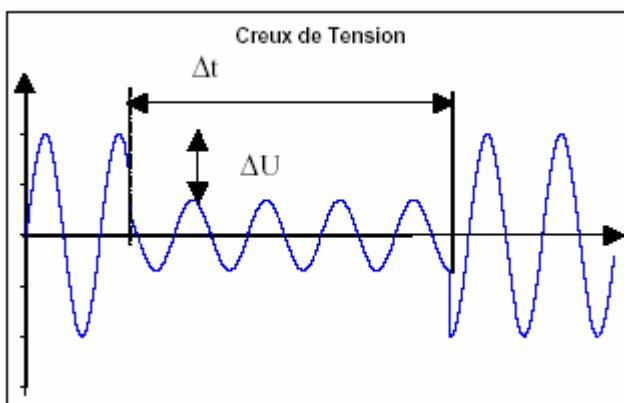


Fig. I.2. Perturbation du creux de tension

Il est caractérisé par :

- sa profondeur ΔU ;
- sa durée Δt .

La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. Il y a deux types de phénomènes à l'origine des creux de tension :

- ➔ ceux provenant du fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou de la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteurs, transformateurs...etc.),

- ceux liés aux phénomènes aléatoires, comme la foudre ou tous les courts-circuits accidentels sur les réseaux de distribution, ou les réseaux internes des clients (défaut d'isolation, blessure de câble, projection de branches sur les lignes aériennes).

La profondeur d'un creux de tension est définie comme étant la différence entre la tension efficace pendant le creux de tension et la tension de référence ou déclarée. Les variations de tension ne réduisant pas la tension d'alimentation à une valeur inférieure à 90% de la tension de référence ou déclarée ne sont pas considérées comme étant des creux de tension. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension, sa profondeur est supérieure à 90 % et elle est caractérisée uniquement par sa durée (inférieure à 3 minutes). On observe un plus grand nombre de creux de tension et de coupures sur les réseaux aériens que sur les réseaux souterrains du fait des intempéries (excepté, bien entendu, s'ils sont raccordés sur le même départ). Les creux de tension sont caractérisés par leur amplitude et par leur durée. Ils sont monophasés, biphasés ou triphasés suivant le nombre de phases concernées.

I.2.3.2 Conséquences des creux de tension

Les creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Le Tableau. 1.7 résume les conséquences néfastes causées par les creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles.[23-25]

I.2.3.3 Réglementation

I.2.3.3.1 EN 50160 :[19]

La norme EN50160 fixe la diminution de la tension à une valeur située entre 1 et 90 % de la tension nominale pendant une durée de $\frac{1}{2}$ période à 50 Hz soit 10 ms jusqu'à une minute. La mesure d'un creux de tension s'effectue par la détermination de la valeur efficace de la tension toutes les $\frac{1}{2}$ périodes (avec recouvrement d'une $\frac{1}{2}$ période).

Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension. Sa profondeur est supérieure à 90 % et elle est caractérisée uniquement par sa durée (inférieure à 3 minutes). Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes.

I.2.3.3.2 Contrat EMERAUDE :[1]

L'engagement d'EDF, à travers le contrat EMERAUDE, se présente sous forme de seuils, les creux de tension étant caractérisés par leur profondeur et leur durée, avec des limites de 30% et de 600 ms [1], comme le montre la Fig. 1.3.

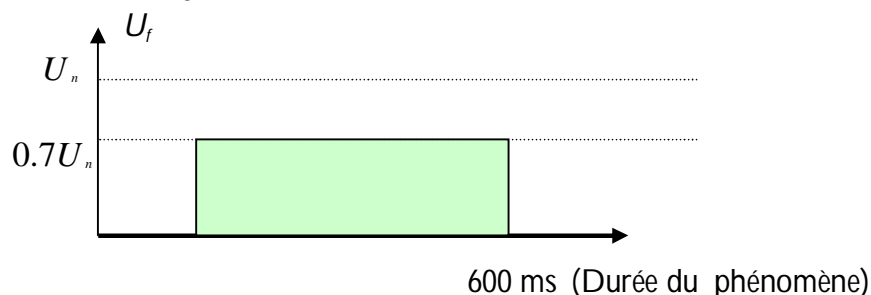


Fig. 1.3. Les limites sur les creux de tension

Tab.I.8: Conséquences des creux de tension sur des équipements électriques sensibles [1,23,24]

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et réallumage (lampes à arc)
Systèmes à base d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs
Moteurs asynchrones	Ralentissements, décrochage, surintensité au retour de la 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, décrochage, surintensité au retour de la tension, destruction éventuelle de matériel au niveau du convertisseur

I.2.4 Fluctuation rapide de la tension

La fluctuation rapide de la tension est une diminution de la valeur efficace de la tension de moins de 10 %. La tension est modulée en amplitude par une enveloppe dont la fréquence est comprise entre 0.5 et 30 Hz.

I.2.4.1 Origine de la fluctuation rapide de la tension

- Propagation sur les lignes du réseau d'appels de courants importants à la mise en service ou hors service d'appareil dont la puissance varie de manière rapide (les moteurs à démarrages fréquents,...) ;

- Perturbations engendrées par les fours à arc et les machines à souder : Le principe du four à arc est de faire fondre de la ferraille par circulation de très forts courants (plusieurs dizaines de milliers d'Ampères) en créant un arc électrique entre elle et une électrode au potentiel (d'environ 1000 Volts). Le procédé est performant, mais engendre des perturbations sur le réseau électrique qui l'alimente. En effet, l'arc électrique étant de nature instable, le courant appelé par le four varie très fortement en amplitude et en phase, ce qui entraîne des fluctuations de tension à des fréquences globalement comprises entre 1 et 30 Hertz. Or, dans cette gamme de fréquences, l'œil est très sensible aux papillotements de l'éclairage dus à ces fluctuations de tension. Le phénomène est appelé "flicker".

I.2.4.2 Conséquences des « Flicker »[7-10]

Les conséquences de la fluctuation rapide de la tension s'observent essentiellement sur les lampes à incandescence où elle provoque un papillotement du flux lumineux (Flicker). Cette gêne visuelle est perceptible pour une variation de 1 % de la tension.

I.3 Compensation des perturbations dans un réseau électrique de distribution

Ils existent deux solutions pour améliorer la qualité d'énergie :

- A- une solution curative** : c'est la compensation de toutes les perturbations, en courant et en tension produite dans les réseaux, ceci peut être réalisé au moyen de deux solutions :
 - Solutions classiques (anciennes méthodes) ;
 - Solutions modernes (méthodes récentes à base d'électronique de puissance).
- B- une solution préventive** : élimination des causes perturbatrices (source et/ou charge), ceci peut être réalisé par l'amélioration de la nature des courants et tensions générés ou absorbés.

I.3.1 Solutions de compensation classiques

La compensation se fait selon la nature du perturbation à savoir, les perturbations en courant et en tension.

I.3.1.1 Compensation des courants perturbateurs

Afin de dépolluer les réseaux électriques de ce type de perturbation, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature.

I.3.1.1.1 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, la première solution est de faire équilibrer la répartition des charges sur les trois phases.

Il existe une solution classique par la mise en place d'un compensateur passif composé d'inductance et de condensateur, selon la figure suivante :

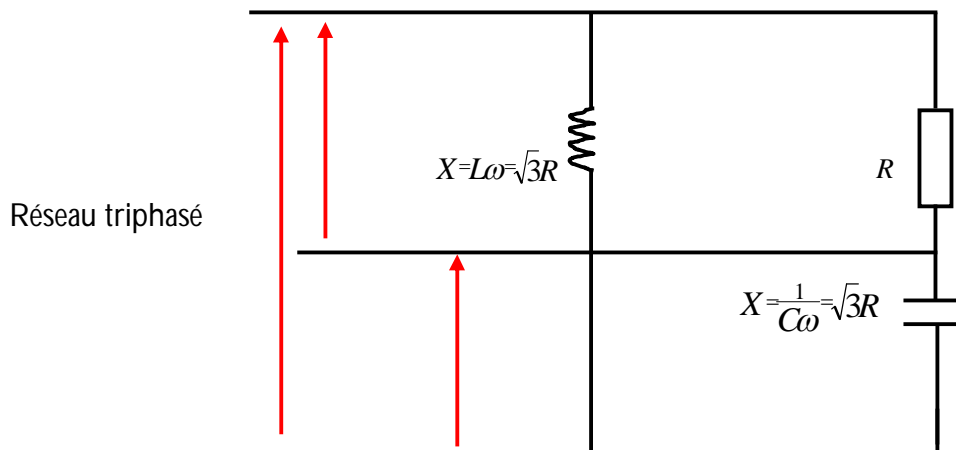


Fig. I.4. Compensateur de déséquilibre, appelé montage de Steinmetz [25].

Ce montage est calculé à une fréquence bien déterminée, dans notre cas c'est la fréquence du réseau [25].

I.3.1.1.2 Compensation de la puissance réactive

Le but de la compensation de la puissance réactive est l'amélioration du facteur de puissance. La solution classique ne présente qu'une compensation fixe, d'autre part un inconvénient majeur apparu avec la circulation des courants harmoniques pouvant provoquer la résonance.

I.3.1.1.3 Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- l'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- l'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

Le principe de filtrage consiste à placer en amont un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonant série RLC est placé en parallèle sur le réseau (Fig.1.5). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Aussi, pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passe-haut du second ordre (Fig.1.6) est préférable. De cette façon, les courants provenant de la source perturbatrice sont écoulés dans le filtre et n'entrent pas, ou très peu dans le réseau. La partie qui pénètre dans le réseau dépend des performances du filtrage [1,14].

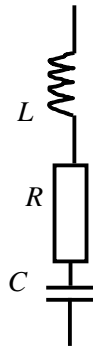


Fig. 1.5. Filtre passif résonant

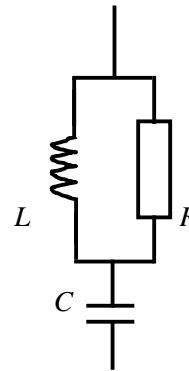


Fig. 1.6. Filtre passif amorti

Ces dispositifs de filtrage peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients [1] :

- s'adaptent mal aux variations du réseau et de la charge,
- équipements volumineux,
- problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.
- problèmes d'antirésonance, si le réseau est peu chargé.

Le tableau I.9 donne des valeurs typiques d'un système utilisant des filtres passifs pour l'élimination du 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème} harmoniques et un filtre passe haut à partir de la fréquence 850 Hz.

Tab.I .9 Les paramètres des filtres passifs [36]

	L(mH)	C(μF)	R(mΩ)	kVAR
Système	2.8	-	-	
Filtre du 5 ^{ème} harmonique	9.85 ± 2%	42.8 ± 3%	760	13800
Filtre du 7 ^{ème} harmonique	5.85 ± 2%	36.4 ± 3%	630	10200
Filtre du 11 ^{ème} harmonique	3.07 ± 2%	27.8 ± 3%	520	7800
Filtre du 13 ^{ème} harmonique	2.19 ± 2%	27.8 ± 3%	440	7800
Filtre passe haut (17 ^{ème} harmonique)	1.28 ± 2%	27.8 ± 3%	25000	7800

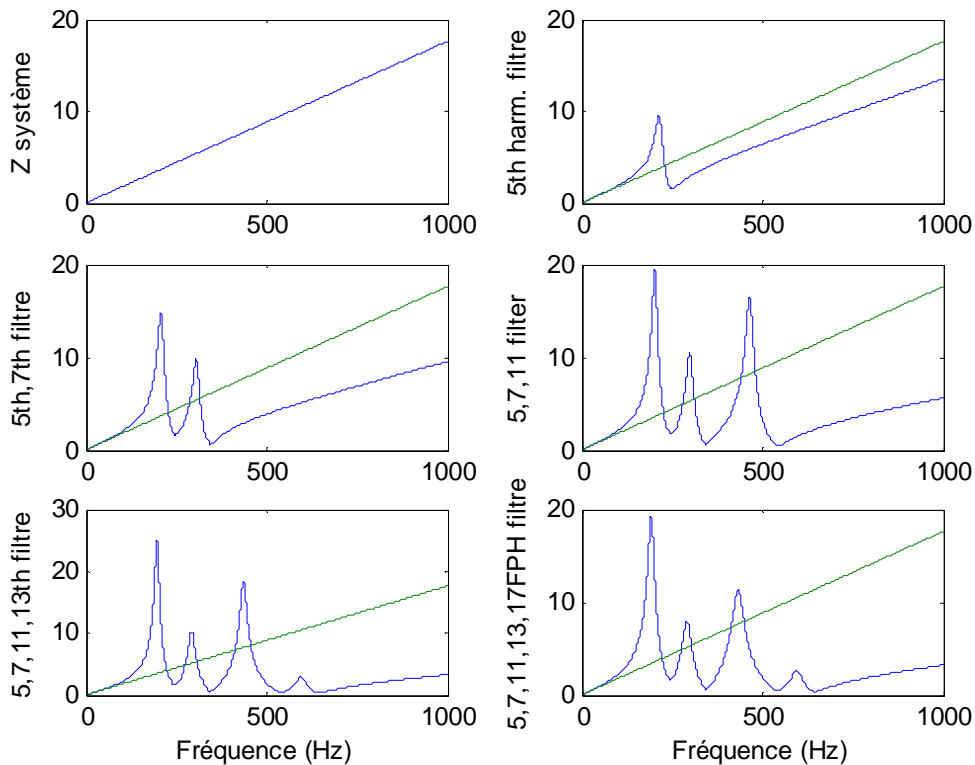


Fig. 1.7. La valeur de l'impédance avec et sans filtres passifs

I.3.1.2 Compensation des tensions perturbatrices

La tension du réseau électrique peut subir plusieurs perturbations, telle que les tensions harmoniques, les tensions de déséquilibre, les creux de tension et les surtensions de courtes durées. Les deux premières perturbations peuvent être considérées comme étant des perturbations de longue durée, elles sont dues essentiellement à la circulation des courants perturbateurs dans les impédances du réseau tels que les courants harmoniques et les courants de déséquilibre. L'atténuation ou l'élimination de ces deux sources perturbatrices au moyen des méthodes de compensation classique permet de protéger le réseau des tensions harmonique et des tensions de déséquilibre. La solution classique contre les creux de tension et les surtensions, dans un réseau de distribution sensible (hôpitaux, sites industriels...etc.) est d'utiliser des groupes électrogènes qui se substituent au réseau électrique.

Les solutions classiques restent insuffisantes en revanche de la qualité médiocre de l'énergie électrique, de la dynamique des charges et la prolifération des charges polluantes dans le réseau.

I.3.2 Solutions de compensation modernes

I.3.2.1 Dépollution des courants perturbateurs

Les courants perturbateurs peuvent être éliminés ou réduit par deux manières, soit par la conception et la fabrication des charges sans émission ou à moindre émission harmonique comme le pont redresseur polyphasé à base du transformateur à multi enroulements et les redresseurs à absorption sinusoïdale. Malheureusement ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché [1,15,28,36-49].

Aujourd'hui, et afin d'accompagner l'évolution des contraintes du fournisseur et du consommateur, les récents progrès en matière de technologie de l'électronique de puissance

apportent une capacité sans précédent de compensation et de correction de la distorsion harmonique générée par les charges non linéaires, sans imposer un changement aux installations.

Le principe de compensation est basé sur l'injection, au point de connexion, du courant harmonique absorbé par la charge [36-49].

Cette seconde génération de compensateur actif utilise les technologies les plus récentes, telles que les IGBT pour les compensateurs contrôlés par carte DSP. Il en résulte une compacité et une compétitivité inégalées, combinées avec des taux de réduction des harmoniques exceptionnels.

Ce nouveau compensateur actif révolutionnaire est sans doute le plus facile à utiliser, le plus flexible, le plus efficace et le plus rentable, avec une capacité de compensation satisfaisante de courants harmoniques [2], [36-49].

1.3.2.2 Dépollution des tensions perturbatrices

Actuellement il existe plusieurs solutions de compensation contre les perturbations de tension, par exemple la compensation des creux de tension et les surtensions brèves se basent sur l'utilisation de dispositifs de compensation à réserve d'énergie comme les ASIs (Alimentation Sans Interruption). Le problème de limitation en puissance ainsi que la faible adaptation dynamique face aux différentes perturbations rendent ces dispositifs inaptes pour assurer la compensation [35]. De ce fait, le filtre actif série a été proposé pour convaincre les différents inconvénients des compensateurs classiques et à réserve d'énergie afin d'assurer une solution flexible pour la dépollution de toutes les perturbations de tension déjà citées dans le réseau électrique basse tension.

1.3.2.3 Filtres actifs

Le développement des composants semi-conducteurs de puissance, comme les thyristors, GTO et les transistors IGBT, a permis de donner naissance au filtrage actif de puissance comme une solution alternative flexible et auto adaptative pour la compensation des perturbations dans le réseau électrique. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations présentes dans les réseaux électriques [1, 14,36-42]. Les premiers principes du filtrage actif ont été présentés dès le début des années 1970. Les premières familles de filtres actifs parallèles et série (solution adaptée à la compensation des tensions) apparaissent en 1976 et sont réalisés avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI [37].

Dans ce chapitre, nous présentons brièvement les principales topologies, proposées dans la littérature, à savoir les filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actif-passif.

1.3.2.3.1 Le filtre actif parallèle (F.A.P)

Le filtre actif shunt est un onduleur (de courant ou de tension) à base de MLI, connecté en parallèle directement ou via un transformateur shunt avec un filtre de sortie de type L, LC, ou LCL, ainsi présentant des filtres passe-bas limitant la propagation des composantes de hautes fréquences. On le contrôle de manière à ce qu'il injecte dans le réseau le courant nécessaire à la compensation des harmoniques de la charge polluante: il agit comme une source réglable d'harmoniques de courants. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi 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. De plus, le filtre shunt

peut amortir les résonances parallèles dues à l'interaction entre un filtre passif et l'impédance du réseau [1, 14,36-42].

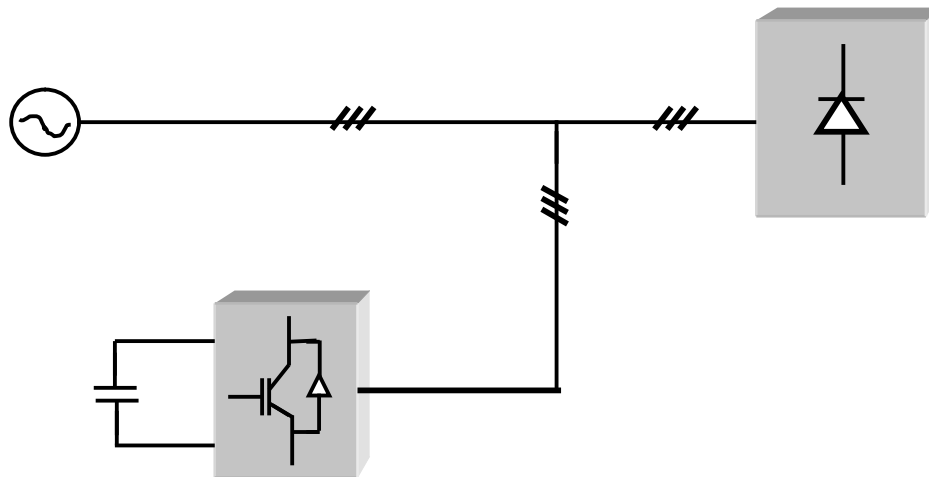


Fig. 1.8. Topologie du filtre actif shunt

Dès 1977, il a été conçu le premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutation naturelle pour la compensation de courant harmonique. Ensuite est à partir des années 1980 et avec le progrès de la technologie des composants semi-conducteurs de puissance, la conception des filtres actifs parallèles ont été évolués pour répondre aux contraintes industrielles. Ces filtres ont été utilisés pour la première fois uniquement pour la compensation des perturbations harmoniques de courant. Ensuite, des développements ont été mis en place pour que le filtre actif puisse compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant.

Les premières applications industrielles arrivent pour donner lieu à une véritable commercialisation dans les pays industrialisés (plus de 500 filtres installés au Japon en 1996) [50-52]. Actuellement plusieurs fabricants - ABB, MGE UPS, AIM Europe, Mesta electronics – proposent des gammes de compensateurs ayant une puissance variant entre 10 et 2000kVA [1,50].

I.3.2.3.2 Le filtre actif série (F.A.S)

Ce type de compensateur, connecté en série sur le réseau de distribution, via un transformateur série. Il est commandé de manière à présenter une impédance minimale à la fréquence fondamentale et une résistance de valeur aux fréquences harmoniques. Il se comporte comme un dispositif d'isolation bloquant ainsi la circulation des courants harmoniques de la charge polluante vers la source et de la source d'alimentation vers les autres charges : il opère comme une source contrôlable d'harmoniques qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs venant de la charge polluante. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [1,14,38-39,41].

En 1976, une famille de filtres actifs série avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI a été présentée et un compensateur statique pour le rééquilibrage de la tension du réseau électrique a été proposé en 1985. En 1990, un compensateur de tension à base d'onduleur de tension triphasé a été mis au point pour compenser le déséquilibre de tension du réseau électrique [1], [37], [40].

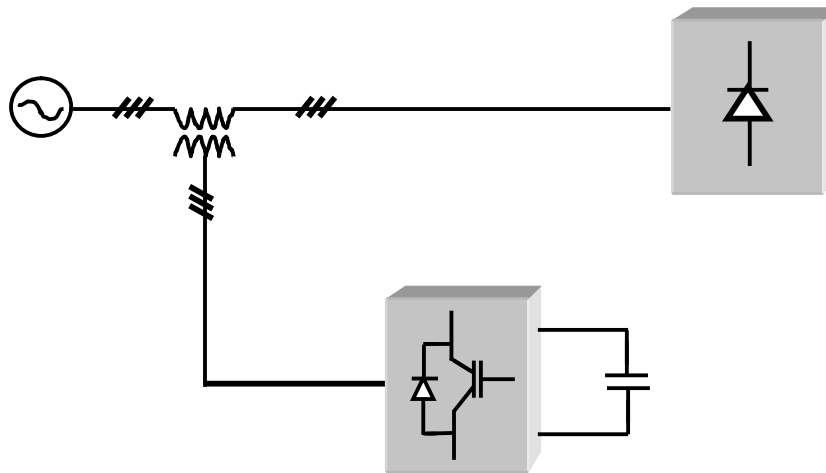


Fig. I.9. Topologie du filtre actif série

I.3.2.3.3 La combinaison parallèle série actifs (UPQC)

La topologie universelle ou la structure série-shunt est l'association via un condensateur de stockage, du filtre actif série et du filtre actif shunt nommé : UPQC (Unified Power Quality Conditionner).

Dans cette structure, la fonction du filtre série est d'isoler les harmoniques et de compenser la puissance réactive et la variation/déséquilibre de tension due au Flicker, alors que l'objectif du filtre shunt est de compenser les harmoniques et/ou les composantes négatives des courants et de réguler la tension de la liaison continue. Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoidaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [38, 39,41].

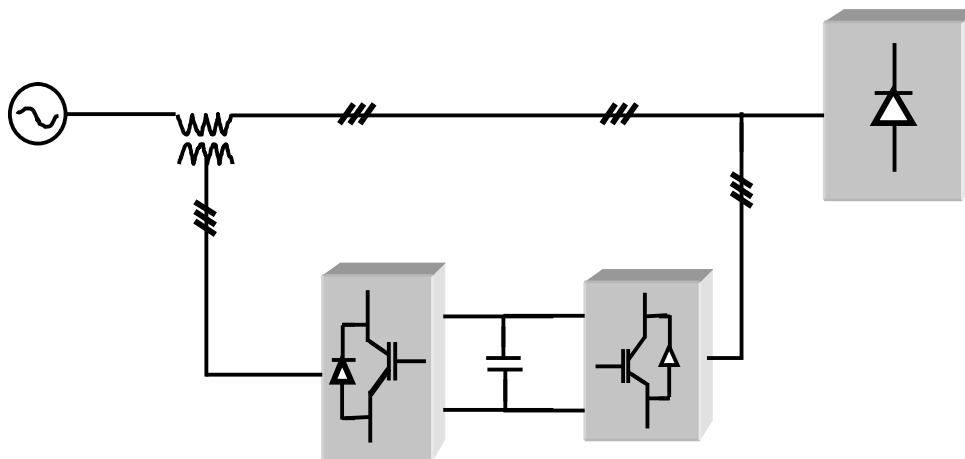


Fig. I.10. Topologie de l' UPQC

I.3.2.3.4 Combinaison hybride active et passive

La topologie hybride est une structure qui associe le filtre actif (série ou shunt) au filtre passif shunt. La structure hybride est née du besoin de l'amélioration du rendement et de la réduction des coûts (réduire le dimensionnement) des filtres actifs à topologie simple [38-39].

Dans cette structure hybride, le filtre passif est constitué d'un ou deux groupes d'éléments LC accordés aux basses fréquences (5 et 7) et d'un second ensemble d'éléments LC accordé aux hautes

fréquences. 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 [1,41].

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant :

- le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles ;
- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles ;
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

I.3.2.3.5 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

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 [41].

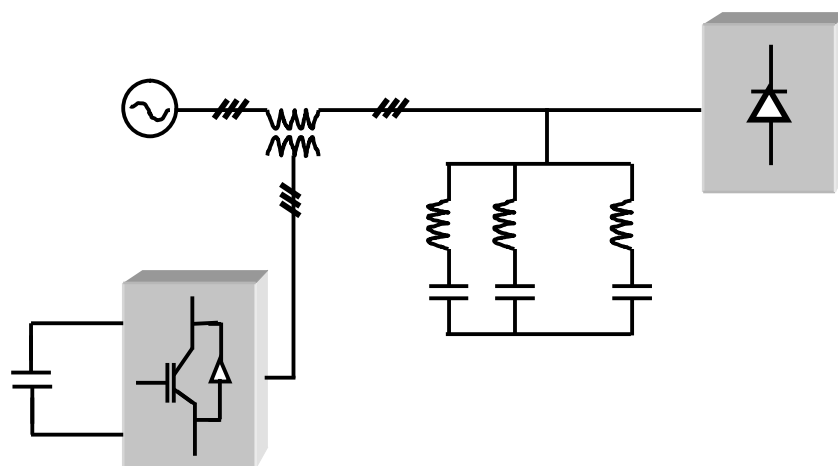


Fig. I.11. Topologie du Filtre hybride : actif série avec filtre passif parallèle

I.3.2.3.6 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Ce montage a un avantage économique par rapport au précédent, on remarque dans ce cas que le courant généré par le filtre actif est réduit, ce qui implique la réduction du dimensionnement de l'onduleur constituant le filtre actif, ainsi que l'unité de stockage de l'énergie du côté continu. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [41].

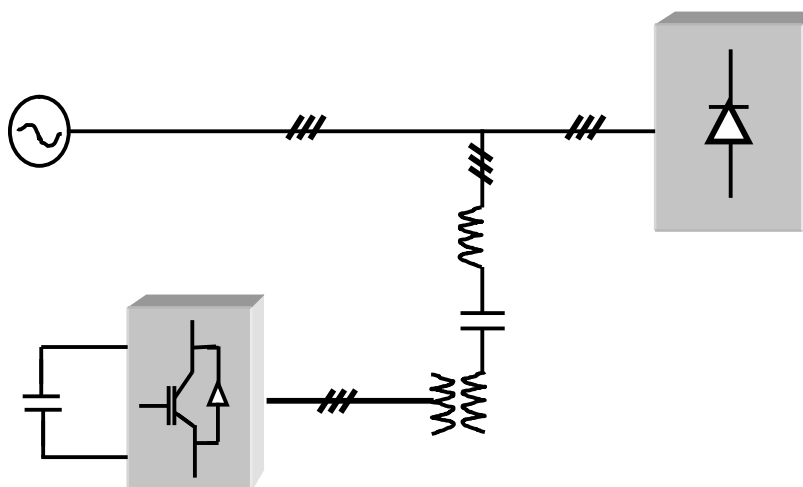


Fig. I.12. Topologie du filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

I.3.2.3.7 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration montrée à la Fig. I.11, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences injectés par la charge polluante. Tandis que le filtre passif est monté en parallèle entre la charge, le filtre actif est accordé sur une fréquence élevée, à fin d'assurer l'élimination des composantes harmoniques à fréquence élevée y compris celles générées par le phénomène de commutation du filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance [1,41].

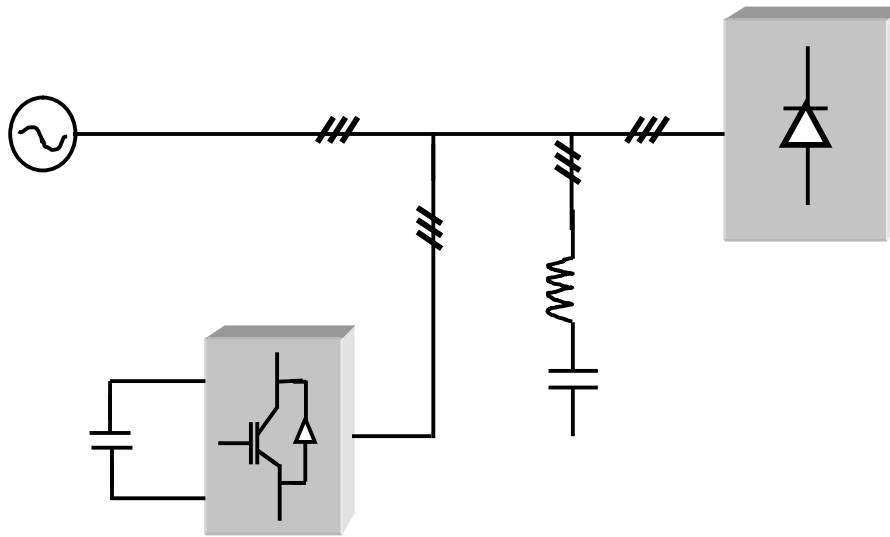


Fig. I.13. Topologie du filtre actif shunt en parallèle avec un filtre passif

I.3.3 Solutions préventives

Ces solutions concernent les dispositifs utilisés pour la conversion d'énergie électrique basés sur les convertisseurs statiques d'électronique de puissance. Ces convertisseurs peuvent être utilisés comme une charge non linéaire pour assurer l'alimentation commandée ou non commandée des charges à utilisation spécifiée, tels que les redresseurs et les gradateurs. Par conséquent, un nouveau défi est confronté aux fabricants de ces dispositifs, que leurs produits sont tenus de se conformer aux limites du contenu harmoniques imposés par les nouvelles normalisations et de s'acquitter des nouvelles caractéristiques opérationnelles. Les développements récents dans le domaine des dispositifs d'électroniques de puissance et de leurs techniques de contrôle font l'amélioration des systèmes d'interfaçage du réseau de distribution avec les points d'utilisation [53, 69], on cite principalement les trois types :

- ❖ Les redresseurs actifs à absorption sinusoïdale ou redresseurs à MLI, permettent de générer des courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire [53], dans ce cas l'utilisation des compensateurs n'est pas nécessaire. Les commandes les plus récentes utilisées sont :
 - VOC/VFOC (Virtual Flux Oriented Control).
 - DPC/VF-DPC (Virtual Flux Direct Power Control).
 - DPC-SVM /VF-DPC-SVM (Virtual Flux Direct Power Control with Space Vector Modulation).

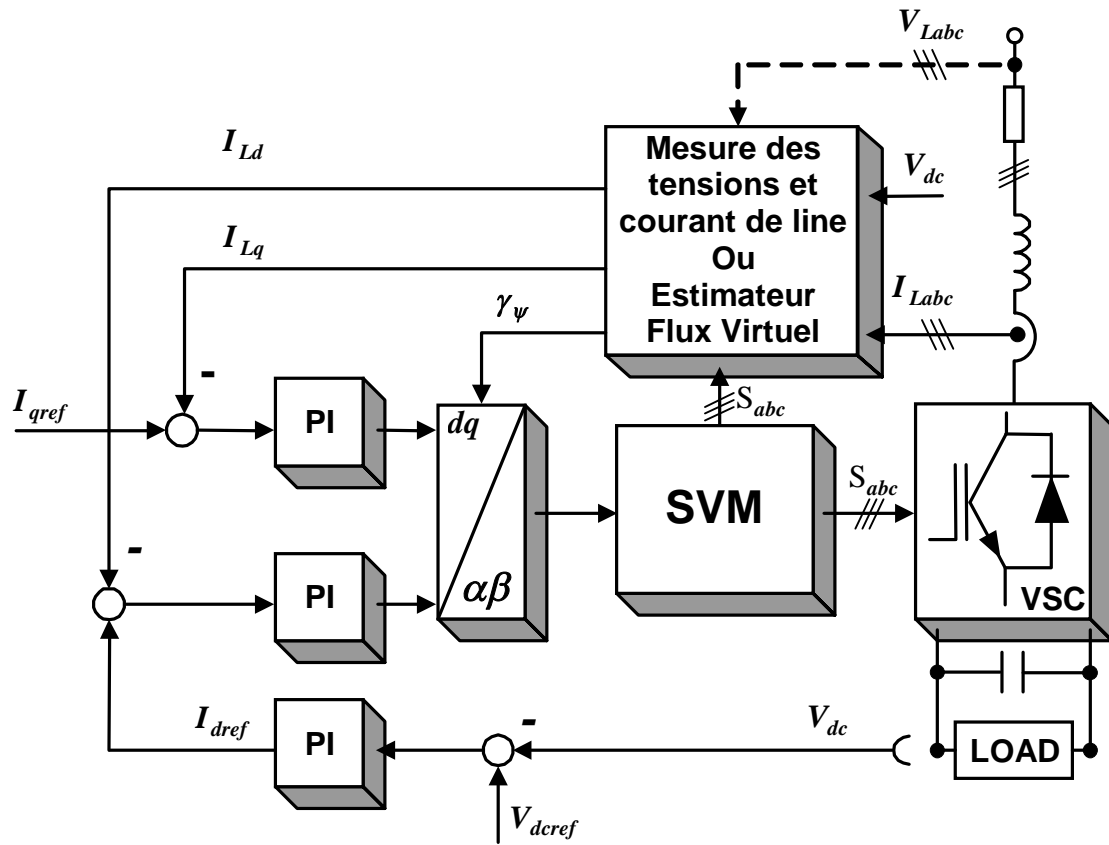


Fig. I.14. Schéma de base du VOC

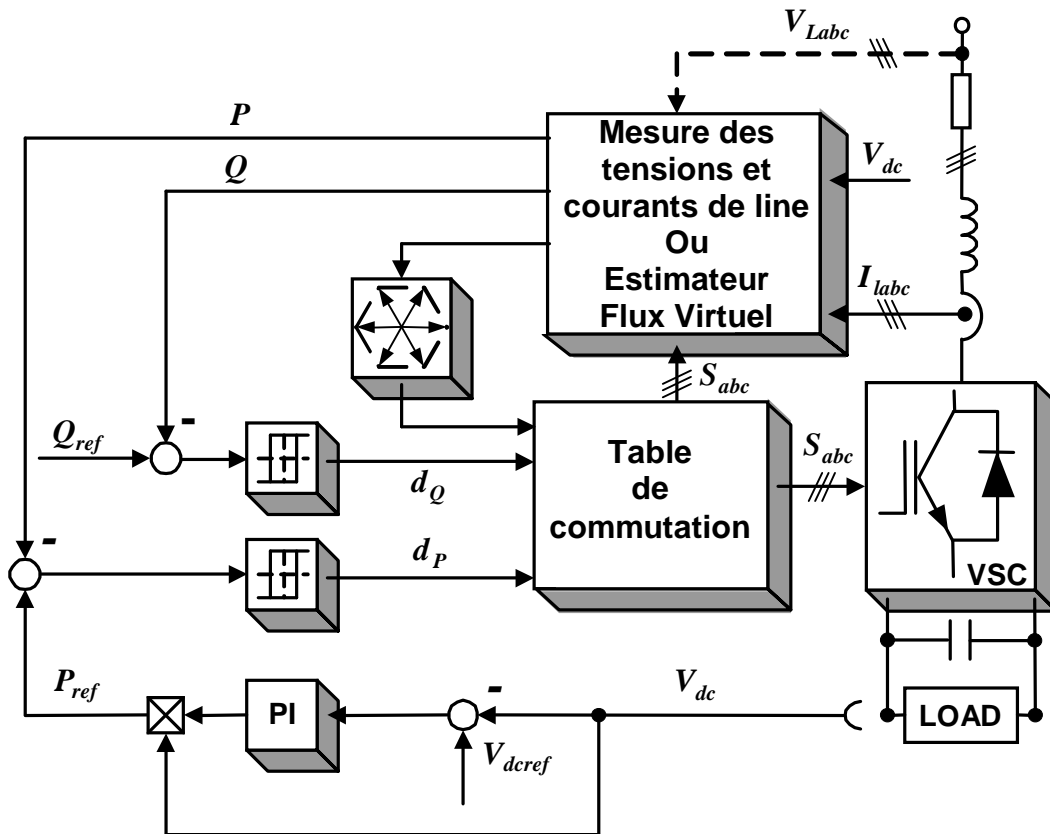


Fig. I.15. Schéma de base du DPC/VF-DPC

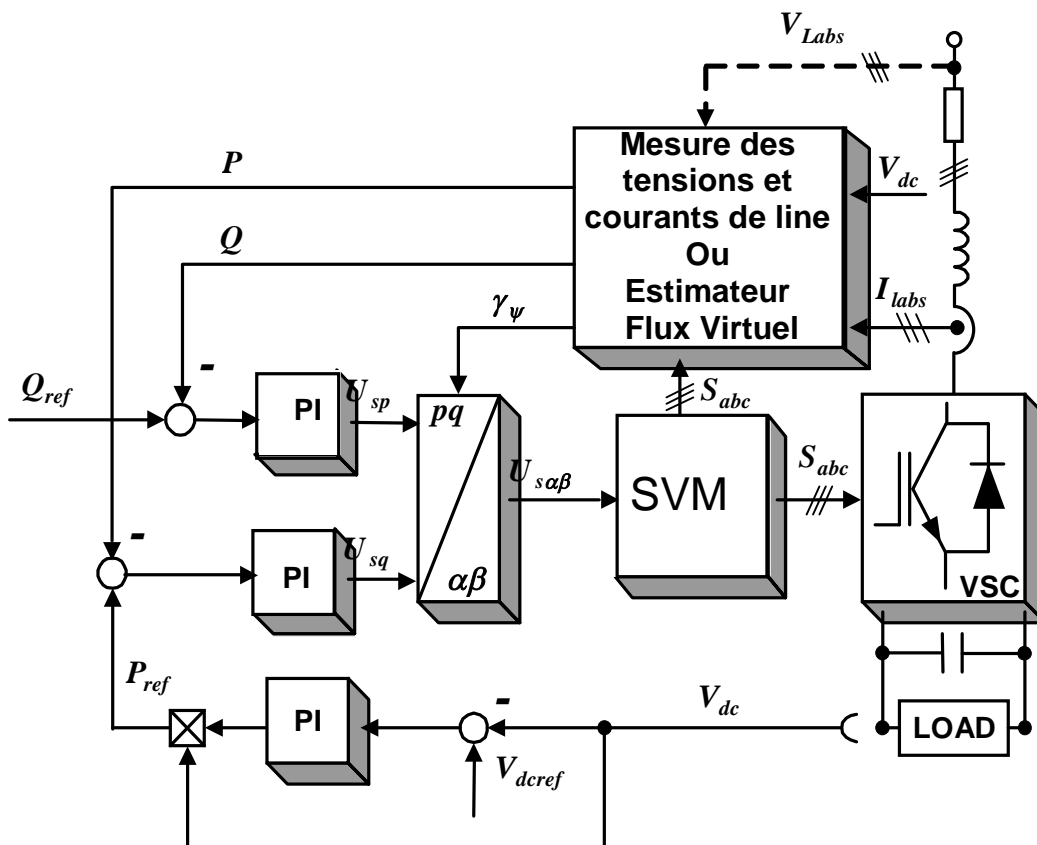


Fig. I.16. Schéma de base du DPC-SVM /VF-DPC-SVM

Tab.I.10 Comparaison entre les méthodes de commande du redresseur MLI

	VOC VFOC	DPC VF-DPC	DPC-SVM VF-DPC-SVM
Fréquence de commutation	constante	variable	constante
Bloc SVM	Oui	Non	Oui
Repère transformation	Oui (deux)	Non	Oui (une)
Contrôle direct	Courants de ligne	Puissance de ligne	Puissance de ligne
Estimation	Flux virtuel	Flux virtuel et puissances	Flux virtuel et puissances
Ondulation du courant	basse	élevée	basse
Fréquence d'échantillonnage	basse	élevée	basse
Capteur de tension	Non	Non	Non

❖ Les gradateurs à MLI à absorption des courants dépourvus des composantes harmoniques gênantes de basse fréquence avec amélioration du facteur puissance, où les compensateurs active de puissance ne sont pas nécessaires. Cette solution est basée généralement sur l'utilisation de la technique "PWM programmé" Fig. I.17. En effet, cette méthode de contrôle a été présentée dans plusieurs travaux antérieurs avec des convertisseurs de

différentes topologies [57-69]. Le modèle PWM doit être adapté à la topologie du convertisseur et doivent tenir compte des aspects techniques qui pourraient conduire à une commutation des semi-conducteurs sans risque de détérioration. Ce modèle est basé sur trois méthode qui sont :

- 1- Elimination sélective des harmoniques (SHE-PWM) : cette méthode est basée sur la minimisation d'une fonction objective proposée par [62] exprimée comme suit :

$$F_2(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\cdot (V_{ref} - |B_1|)^2 + \sum_{h=1}^{S_h} B_h^2} \rightarrow \text{Min} \tag{1.21}$$

Avec :
$$B_h = \frac{2Vm}{\pi} [T_{1h} - T_{2h}]$$

$$T_{1h} = \sum_{i=1}^{\frac{k-1}{2}} \left[\frac{\sin((h-1)\alpha_{2i})}{h-1} - \frac{\sin((h+1)\alpha_{2i})}{h+1} \right] \quad T_{2h} = \sum_{j=1}^{\frac{k+1}{2}} \left[\frac{\sin((h-1)\alpha_{2j-1})}{h-1} - \frac{\sin((h+1)\alpha_{2j-1})}{h+1} \right]$$

B_h est l'amplitude de la composante impaire d'ordre h , V_{ref} est l'amplitude de la tension de sortie désirée. La minimisation sous fait sous les contraintes :

$$A_c \cdot \alpha \leq B_c \tag{1.22}$$

Où :

$$A_c = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ \frac{\pi}{2} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \vdots \\ \alpha_{k-2} \\ \alpha_{k-1} \\ \alpha_k \end{bmatrix}$$

- 2- Minimisation du taux total de distorsion harmonique (THD) :

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^{S_h} B_h^2}{B_1^2}} \rightarrow \text{Min} \tag{1.23}$$

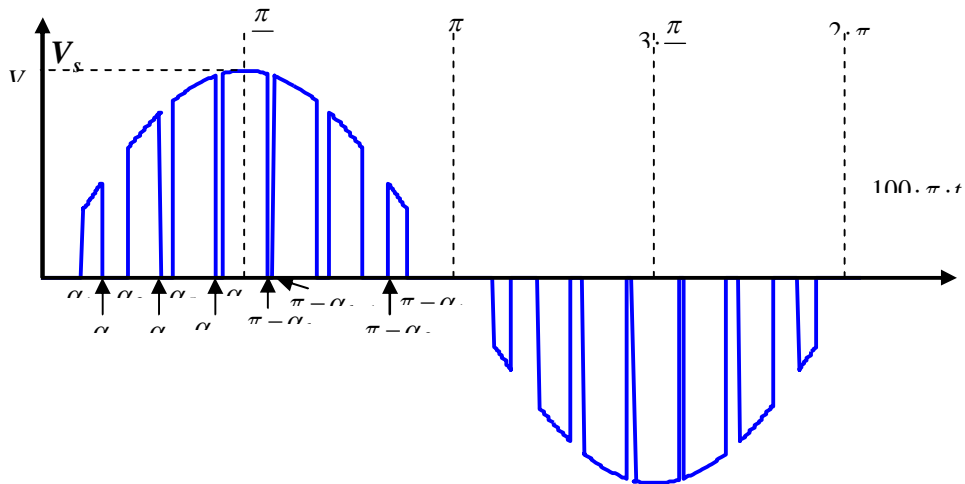


Fig. I.17. La forme d'onde de la tension de sortie du gradateur MLI.

- ❖ Les onduleurs de tensions, principalement les onduleurs multiniveaux utilisés en moyenne tension où la tension de sortie doit être dépourvue des composantes harmoniques gênantes de basse fréquence. Ces convertisseurs sont alimentés par des redresseurs à MLI où les compensateurs actifs de puissance ne sont pas nécessaires. La commande de ces onduleurs est basée généralement sur la technique PWM optimisée (Fig. I.18), où plusieurs topologies ont été proposées [66-69]. L'optimisation de la commande PWM se fait généralement suivant trois méthodes selon le critère à optimiser à savoir :

- 1- Elimination sélective des harmoniques (SHE-PWM) : le critère a le même principe que dans le cas des gradateurs MLI :

$$F_2(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(V_{ref} - |B_1| \right)^2 + \sum_{h=1}^{S_h} B_h^2} \rightarrow \text{Min} \quad (1.24)$$

Avec :

$$B_h = -\frac{4 \cdot V_{dc}}{h \cdot \pi} \cdot \sum_{\sigma=1}^n [\sigma \cdot B_{h1} + (\sigma - 1) \cdot (B_{h2} + B_{h3})]$$

$$n = 2 \cdot \left(\frac{N}{2} - 1 \right)$$

$$B_{h1} = \sum_{i=1}^k (-1)^i \cdot \cos(h \cdot \alpha_{(\sigma-1)k+i}) \quad , B_{h2} = \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cdot \cos(h \cdot \alpha_{(\sigma-1)k+i})$$

$$B_{h3} = -2 \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{4 \cdot n}\right) \cdot \sin\left((2\sigma - 1) \cdot h \cdot \frac{\pi}{4 \cdot n}\right)$$

B_h est l'amplitude de la composante impaire d'ordre h , V_{ref} est l'amplitude de la tension de sortie désirée. La minimisation se fait sous les contraintes suivantes:

$$A_c \cdot \alpha \leq B_c$$

Où:

$$A_c = \begin{bmatrix} A_1 & A_0 & \cdots & A_0 & A_0 \\ A_0 & A_1 & \cdots & A_0 & A_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ A_0 & A_0 & \cdots & A_1 & A_0 \\ A_0 & A_0 & \cdots & A_0 & A_1 \end{bmatrix}$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \cdots & \alpha_k & \alpha_{k+1} & \cdots & \alpha_{2k} & \cdots & \cdots & \alpha_{(n-2)k} & \alpha_{(n-2)k+1} & \cdots & \alpha_{(n-1)k} & \alpha_{(n-1)k+1} & \cdots & \alpha_{nk} \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & & \\ 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, A_0 = []$$

2- Minimisation du taux total de distorsion harmonique (THD) ;

$$THD = \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{n^2 - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^n (2k-1)\alpha_k}{\left(\sum_{k=1}^n \cos(\alpha_k) \right)^2} \right)^2} - 1 \rightarrow \text{Min} \tag{1.25}$$

Sous les mêmes contraintes.

3- Minimisation du facteur de distorsion harmonique (HDF) ;

$$d = \frac{\sum_{h=2} u_h^2}{\sum_{h=2} u_{h.six-step}^2} \rightarrow \text{Min} \tag{1.26}$$

Sous les mêmes contraintes.

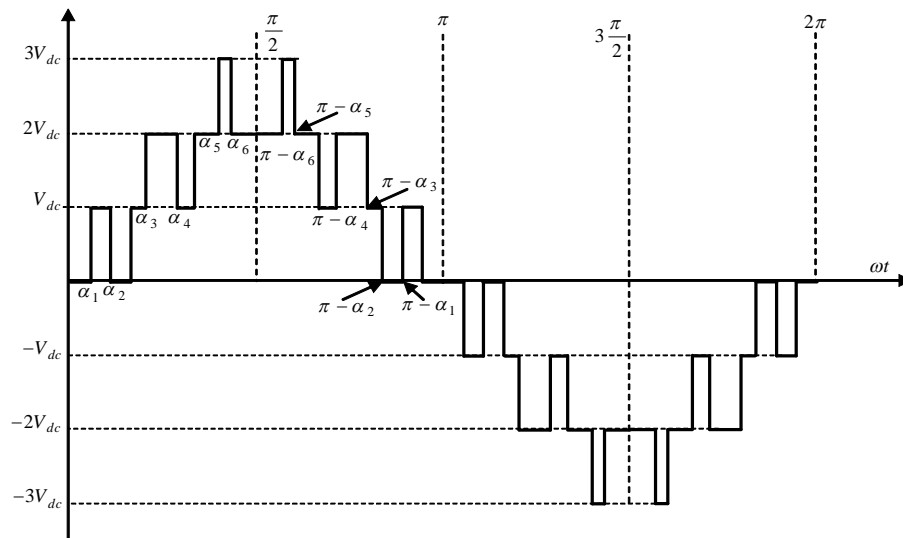


Fig. I.18. La forme d'onde de la tension de sortie proposée d'un onduleur sept-niveaux.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les différents types de perturbations qui peuvent avoir lieu dans un réseau basse tension, tels que les harmoniques, le déséquilibre de tension et de courant, les creux de tension et un facteur de puissance relativement faible. Celles-ci ont des effets néfastes sur les équipements dans un réseau basse tension. Ces effets peuvent causer des échauffements et des dégradations du régime de fonctionnement jusqu'à le déclassement et la destruction totale de ces équipements.

Dans nos jours plusieurs solutions modernes sont proposées pour la compensation des différentes perturbations dans les réseaux électriques. Les solutions classiques à base de filtres passifs deviennent de plus en plus des solutions qui ne répondent pas aux exigences des normalisations et l'évolution de la charge non linéaire, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement et de résonance.

Actuellement le filtrage actif présente une solution plus adaptée aux différentes charges non linéaires et linéaires, on y trouve les filtres actifs parallèles et séries, et leur combinaison. Ainsi, comme nous l'avons souligné dans ce chapitre, ces solutions sont peu encombrantes et 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.

En conclusion, le filtrage actif de puissance constitue, dans le domaine des réseaux industriels, une spécialité d'importance croissante du fait du développement rapide des montages à base d'électronique de puissance. En même temps, ils sont délicats à maîtriser pour des motifs techniques et économiques. Pour chaque cas d'alimentation, il convient d'analyser correctement, en respectant les règles de l'art, les différents aspects du problème avant de choisir une solution dont la pertinence dépend de l'expérience et de la sagacité du concepteur.

CHAPITRE II

COMPENSATION DES PERTURBATIONS DES COURANTS ET DE LA PUISSANCE REACTIVE PAR LE FILTRE ACTIF DE PUISSANCE PARALLELE A TROIS BRAS

CHAPITRE II

Compensation des perturbations des courants et de la puissance réactive par le Filtre Actif de Puissance Parallèle à trois bras

II.1 Introduction

Les principes de filtrage actif parallèle ont été présentés par Gyugyi *et al.* en 1976 [37],[70]. La figure II.1 récapitule les concepts de base du filtrage actif parallèle ou shunt. Il a été considéré que les courants harmoniques peuvent se présenter principalement en raison des deux facteurs suivants:

- la présence des charges non linéaires;
- la présence des tensions harmoniques provenant au niveau du point de connexion présentant ainsi la source d'énergie.

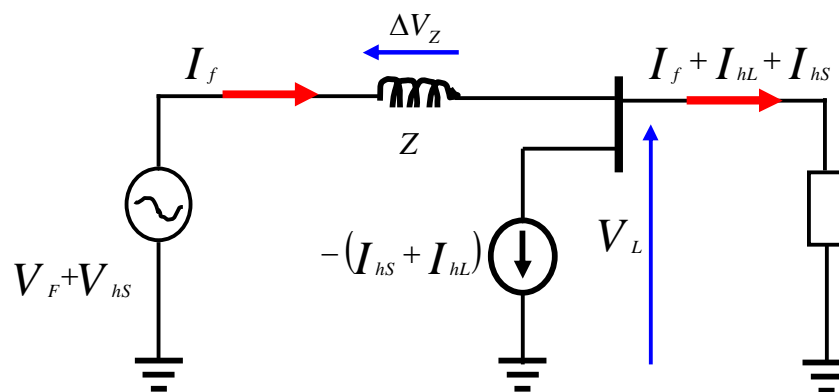


Figure. II.1. Principe de compensation du F.A.P.

Les harmoniques selon les deux facteurs sont représentés respectivement par I_{hL} et I_{hS} . Fig. II.1. Il a été montré qu'un *filtre actif parallèle* peut compenser la distorsion harmonique de la source (I_{hS}) et de la charge (I_{hL}). Cependant, cette approche peut augmenter fortement la puissance nominale du *filtre actif parallèle*. Par conséquent, une autre solution a été proposée pour compenser les harmoniques du courant I_{hS} en utilisant le filtre actif série.

Le filtre actif shunt peut être commandé proprement d'une manière à avoir une caractéristique de compensation très sélective. En d'autres termes, il est possible de choisir quel courant devrait être compensé (ou éliminé) des I_{hS} et/ou des I_{hL} . Normalement, les filtres actifs sont employés pour compenser *seulement* les harmoniques générés par la charge sous une tension non perturbée [44],[71-77].

Les objectifs que nous nous sommes fixés dans ce chapitre est de démontrer qu'il est possible d'apporter une nette amélioration des performances de compensation du filtre actif shunt trois bras dans le cas de conditions des perturbations du courant sévères, à savoir :

- La présence des harmoniques dans le courant de charge;
- La présence du déséquilibre dans le courant de charge ;
- Un facteur de puissance relativement faible (compensation de la puissance réactive) ;
- Une source de tension déséquilibrée (compensation du courant seulement).
- Cependant la présence des harmoniques dans la source d'alimentation provoquant des courants harmoniques même à la présence d'une charge linéaire, ces courants peuvent être aussi compensés par le filtre qu'on présente, mais sa puissance apparente nominale peut dépasser la puissance produite par la source : pour cela généralement ce type de compensation est à éviter.

II.2 Description générale du F.A.P

II.2.1 Structure générale

La structure générale du filtre actif parallèle se présente en deux parties (Fig. II.2):

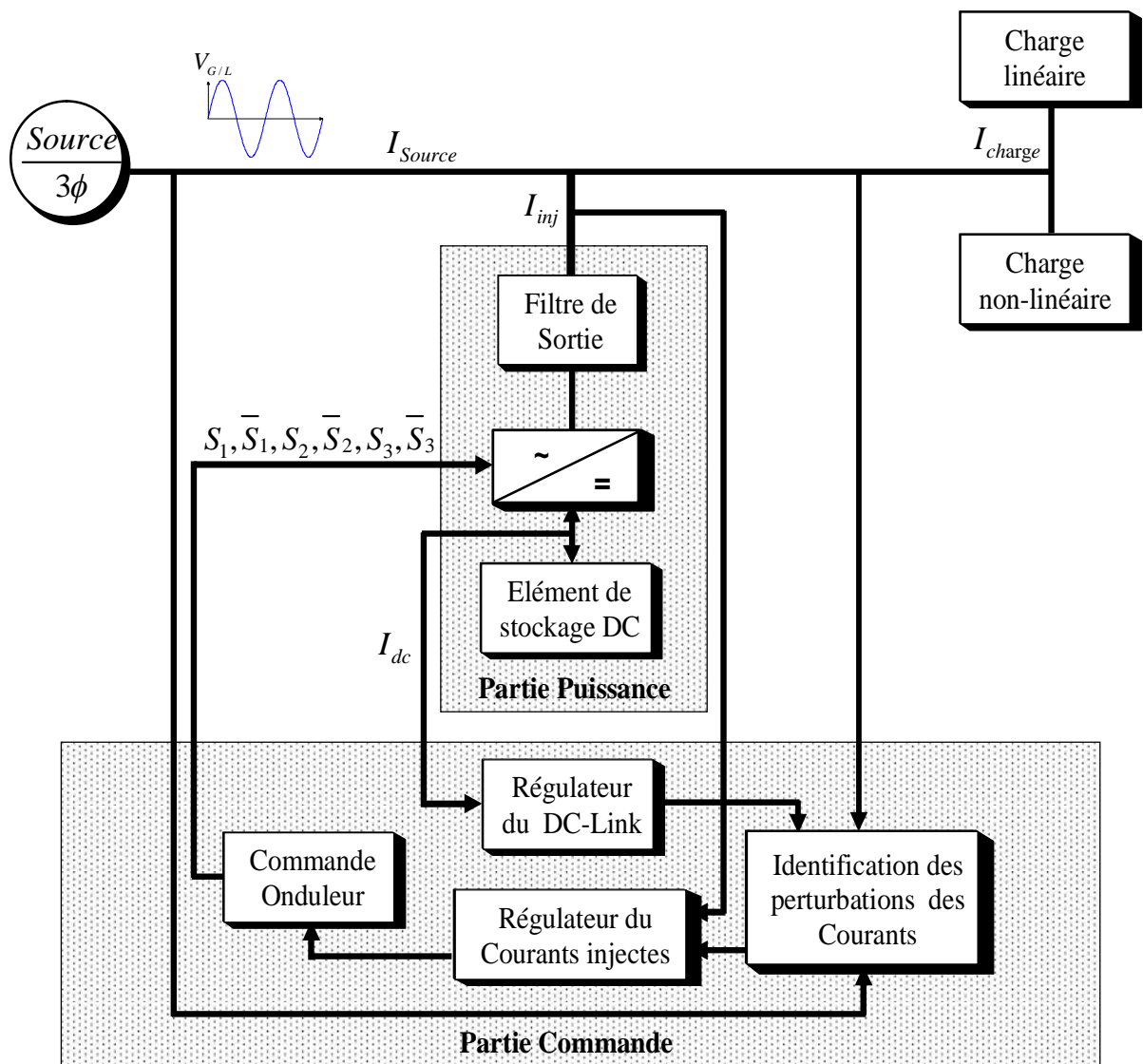


Fig. II.2. Structure générale du F.A.P.

- **La partie puissance** est constituée essentiellement de :
 - ✓ un onduleur de tension (VSI),
 - ✓ un filtre de sortie permettant d'éliminer les composantes de haute fréquence qui peuvent en avoir lieu dans les courants de compensation : l'ensemble onduleur et filtre de sortie joue le rôle d'une source de courant.
 - ✓ une source DC, constituée généralement par un condensateur de stockage. c'est l'élément qui donne au filtre actif de puissance l'équivalent en puissance nécessaire pour la compensation, par conséquent cet élément doit être chargé en permanence.

- **La partie contrôle-commande** est constituée de trois éléments essentiels :
 - ✓ Élément d'identification des perturbations ;
 - ✓ Éléments de régulation (régulation du courant de compensation et de l'énergie stockée dans la batterie du DC-Link) ;
 - ✓ Élément de commande de l'onduleur.

II.2.2 Partie Puissance

II.2.2.1 Onduleur de tension (VSI : Voltage source inverter)

Usuellement l'onduleur de base utilisé est un onduleur à deux niveaux, il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture à base du semi-conducteurs (GTO ou IGBT) avec des diodes de récupération (Fig II.3). Il se comporte comme une source de courant non sinusoïdale, il doit disposer d'une fréquence de commutation f_{com} très élevée afin de reproduire avec précision le courant de compensation [9].

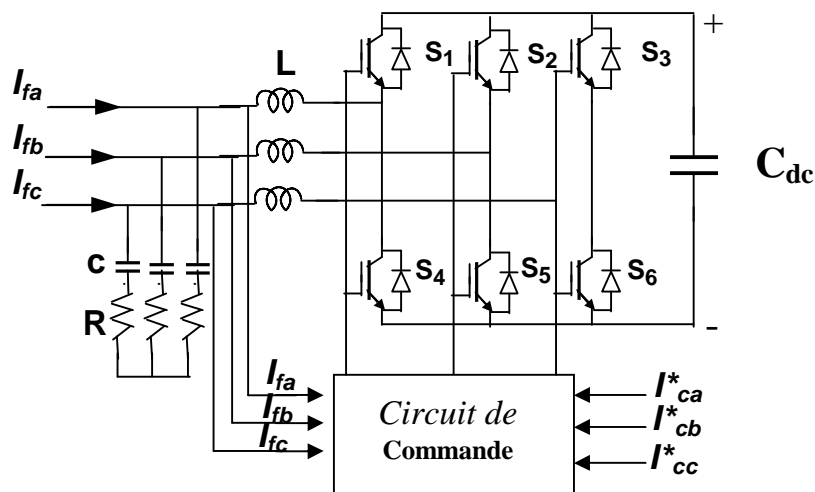


Fig. II.3. Circuit de puissance du FAP.

La comparaison critique entre le VSI et le CSI n'est pas un objectif de notre travail. On peut préférer le CSI du fait de sa robustesse, de ses faibles pertes et son coût initial réduit [1],[14],[73]. De nos jours, pratiquement presque tous les filtres actifs sur le marché utilisent des VSI [77-78].

Les deux interrupteurs semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire, la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Mais pratiquement, ce cas ne peut avoir lieu que durant les temps de commutation (les deux interrupteurs sont fermés), d'autre

part, pratiquement le temps de fermeture d'interrupteur est plus long que le temps d'ouverture. Pour cela et afin d'éviter de court-circuiter le condensateur de stockage présentant la source DC, un laps de temps appelé temps mort est nécessaire entre l'ouverture et la fermeture des deux interrupteurs de même bras. Dans l'étude théorique ce délai n'est pas pris en compte. Alors que la continuité des courants est assurée par la conduction d'une des diodes d'un même bras.

Dans ce chapitre on se limite à l'utilisation d'un filtre actif shunt a trois bras.

II.2.2.2 Tension de sortie de l'onduleur de tension

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Fig. II-3 dépendent de l'état des signaux de commande (S_1, S_2, S_3) , définis comme suit :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} & S'_1 &= \begin{cases} 1 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \\ 0 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 S_2 &= \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} & S'_2 &= \begin{cases} 1 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \\ 0 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 S_3 &= \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases} & S'_3 &= \begin{cases} 1 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \\ 0 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{II.1}$$

Selon les valeurs prises par les interrupteurs, on peut donc répertorier huit (08) cas de valeurs possibles de la tension de sortie du filtre actif V_f (référées au neutre n de la source) :

$$[S_1 \ S_2 \ S_3] = \{(0,0,0), (0,0,1), (0,1,0), (0,1,1), (1,0,0), (1,0,1), (1,1,0), (1,1,1)\} \tag{II.2}$$

Dans le cas d'utilisation des convertisseurs PWM, Le système de contrôle vectoriel peut être utilisé pour obtenir la commande indépendante de la puissance active et réactive. Récemment la théorie de la commande vectorielle s'est vue appliquée pour l'analyse et la commande des convertisseurs liés au réseau. Aujourd'hui, cette théorie est largement utilisée pour la commande des convertisseurs statiques en commande PWM [72][79].

Ce type de commande utilise la représentation des tensions et courant dans un repère α, β à référence complexe.

Pour une bonne représentation de la tension de sortie de l'onduleur, on peut utiliser le plan biphasé (α, β) en considérant V_f comme vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur V_f sont donnés par Fig. II.4.

Tab II.1. Les tension des trois phases du VSI .

$V_f(i)$	$V_{f\alpha}$	$V_{f\beta}$	$V_{f \text{ module}}$
$V_f(0)$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$
$V_f(1)$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$V_f(2)$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$V_f(3)$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$V_f(4)$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$V_f(5)$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$V_f(6)$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
$V_f(7)$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$

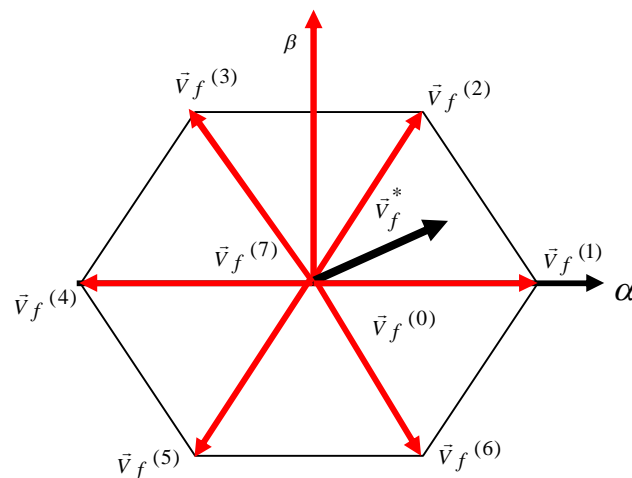


Fig. II.4. Représentation vectorielle des tensions de sortie du VSI.

Où \vec{v}_f^* représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur 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.4.

II.2.3 Filtre de Sortie du F.A.P

Le filtre actif de puissance shunt est relié au point de connexion PCC (Point of Common Connection) via un filtre passe bas, ce dernier rend le VSI comme étant une source de courant dont la forme d'onde est liée rigidement à la tension fournie par l'onduleur. Ce filtre doit être dimensionné d'une façon optimale pour satisfaire les deux critères suivants [1],[80-83]:

- La poursuite du courant de référence par le courant injecté :

$$\frac{dI_{hl}}{dt} = \frac{dI_{inj}}{dt} \tag{II.3}$$

I_{hl} le courant harmonique de la charge, I_{inj} le courant injecté par le F.A.P à travers le filtre de sortie ;

- La réduction du contenu en harmonique à haute fréquence du courant injecté, provoquée par l'opération de commutation dans le VSC

En assurant ces deux critères le courant injecté par le filtre actif shunt a une forme très proche de la référence.

Ils existent trois types du filtre de sortie :

- Filtre du premier ordre dit filtre L ;
- Filtre du deuxième ordre dit filtre LC ;
- Filtre du troisième ordre dit filtre LCL.

II.2.3.1 Le filtre de troisième ordre (LCL)

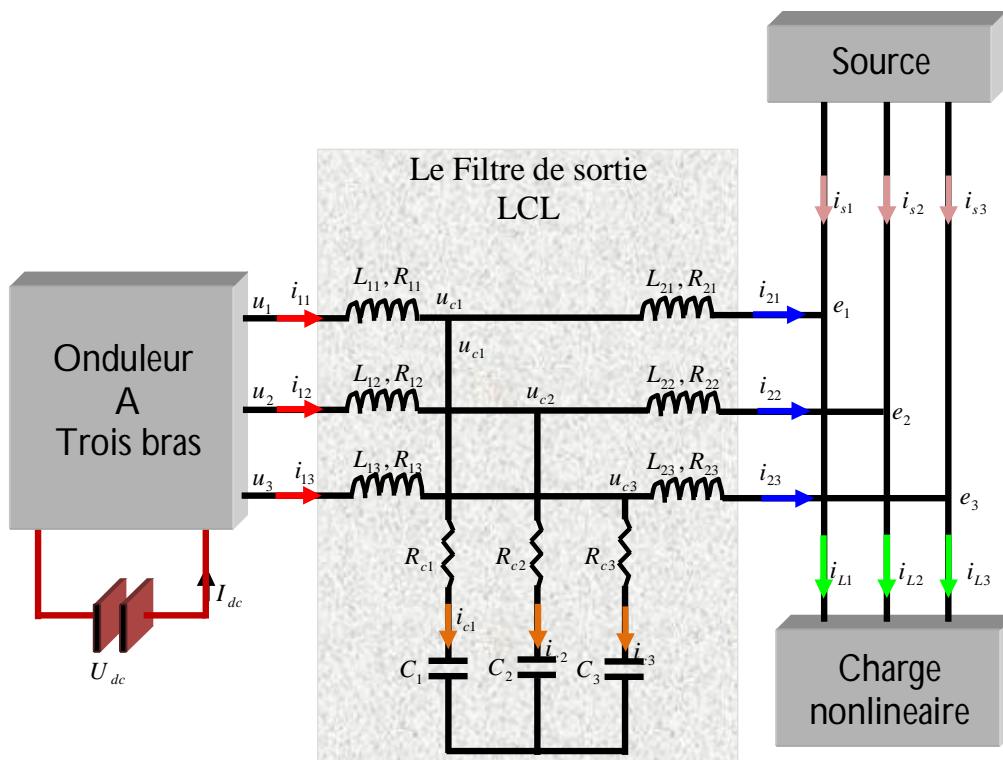


Fig. II.5. Filtre passif de sortie type LCL.

D'après Fig. II.5, on obtient les équations suivantes :

$$i_{ck} = i_{1k} - i_{2k} \tag{II.4}$$

$$u_k - u_{ck} = R_{1k} i_{1k} + L_{1k} \frac{di_{1k}}{dt} \tag{II.5}$$

$$u_{ck} - e_k = R_{2k} i_{2k} + L_{2k} \frac{di_{2k}}{dt} \tag{II.6}$$

avec : $k = \overline{1.3}$.

$$i_{1k} = \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{12} \\ i_{13} \end{bmatrix}, \quad i_{2k} = \begin{bmatrix} i_{21} \\ i_{22} \\ i_{23} \end{bmatrix}, \quad u_{ck} = \begin{bmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \\ u_{c3} \end{bmatrix}, \quad u_k = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}, \quad e_k = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

On peut écrire ces équations de la manière suivante :

$$\frac{di_{1k}}{dt} = -\frac{R_{1k}}{L_{1k}}i_{1k} + \frac{1}{L_{1k}}(u_k - u_{ck}) \quad (II.8)$$

$$\frac{du_{ck}}{dt} = -\frac{1}{C_k}(i_{1k} - i_{2k}) + R_{ck} \frac{d}{dt}(i_{1k} - i_{2k}) \quad (II.9)$$

$$\frac{di_{2k}}{dt} = -\frac{R_{2k}}{L_{2k}}i_{2k} + \frac{1}{L_{2k}}(u_{ck} - e_k) \quad (II.10)$$

La représentation d'état du filtre LCL s'écrit :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (II.11)$$

Tel que :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{1k} \\ \dot{u}_{ck} \\ \dot{i}_{2k} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_{1k} \\ e_k \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1k} \\ \dot{u}_{ck} \\ \dot{i}_{2k} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 \\ A_{21} & 0 & A_{23} \\ 0 & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix}}_{A_{LCL}} \cdot \begin{bmatrix} i_{1k} \\ u_{ck} \\ i_{2k} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{11} & 0 \\ B_{21} & B_{22} \\ 0 & B_{32} \end{bmatrix}}_{B_{LCL}} \cdot \begin{bmatrix} u_{1k} \\ e_k \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

D'autre part :

$$y = Cx + Du \quad (II.14)$$

avec :

$$y = i_{2k}; \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

C'est à dire :

$$\begin{bmatrix} i_{21} \\ i_{22} \\ i_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1k} \\ u_{ck} \\ i_{2k} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

La fonction de transfert du filtre est alors :

$$G(s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} (sI - A_{LCL})^{-1} \cdot B_{LCL} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Pour la phase a, on aura :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{11} \\ \dot{u}_{C1} \\ \dot{i}_{21} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{11}}{L_{11}} & -\frac{1}{L_{11}} & 0 \\ \frac{1}{C_1} - \frac{R_{c1}R_{11}}{L_{11}} & -R_{c1}\left[\frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{21}}\right] & \frac{R_{c1}R_{21}}{L_{21}} - \frac{1}{C_1} \\ 0 & \frac{1}{L_{21}} & -\frac{R_{21}}{L_{21}} \end{bmatrix}}_{A_{LCL}} \begin{bmatrix} \dot{i}_{11} \\ u_{C1} \\ \dot{i}_{21} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{11}} & 0 \\ \frac{R_{c1}}{L_{11}} & \frac{R_{c1}}{L_{21}} \\ 0 & -\frac{1}{L_{21}} \end{bmatrix}}_{B_{LCL}} \begin{bmatrix} u_1 \\ e_1 \end{bmatrix} \quad (11.18)$$

La fonction de transfert de la phase a du filtre passe bas LCL est obtenue par :

$$G_1(s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} (sI - A_{LCL})^{-1} B_{LCL} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.19)$$

Finalement on obtient :

$$G_1(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (11.20)$$

avec :

$$b_0 = -\frac{R_{c1}R_{11}}{L_{21}L_{11}^2} + \frac{1}{L_{21}L_{11}C_1} + \frac{R_{c1}R_{11}}{L_{11}^2L_{21}} ; b_1 = \frac{R_{c1}}{L_{21}L_{11}} ; \quad (11.21)$$

$$a_0 = \frac{R_{c1}R_{21}R_{11}}{L_{11}L_{21}} \left(\frac{L_{11} + L_{21}}{L_{11}L_{21}} \right) + \frac{R_{11}}{L_{11}L_{21}C_1} - \frac{R_{c1}R_{21}R_{11}}{L_{11}L_{21}^2} - \frac{R_{c1}R_{21}R_{11}}{L_{11}^2L_{21}} + \frac{R_{21}}{L_{11}L_{21}C_1} ; \quad (11.22)$$

$$a_1 = \frac{R_{c1}R_{21}}{L_{21}} \left(\frac{L_{11} + L_{21}}{L_{11}L_{21}} \right) + \frac{1}{L_{21}C_1} - \frac{R_{c1}R_{21}}{L_{21}^2} + \frac{R_{11}R_{21}}{L_{11}L_{21}} + \frac{R_{11}R_{c1}}{L_{11}} \left(\frac{L_{11} + L_{21}}{L_{11}L_{21}} \right) + \frac{R_{c1}R_{11}}{L_{11}^2} - \frac{1}{L_{11}C_1} ; \quad (11.23)$$

$$a_2 = R_{c1} \left(\frac{L_{11} + L_{21}}{L_{11}L_{21}} \right) + \frac{R_{11}}{L_{11}} + \frac{R_{21}}{L_{21}} ; a_3 = 0 \quad (11.24)$$

Cas particulier : si on néglige les résistances dans chaque phase, et si on suppose que les trois bras du filtre sont identiques on aura :

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_a(s) \\ G_b(s) \\ G_c(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{11}L_{12}C_1} \\ s \left(s^2 + \frac{L_2 + L_1}{L_{11}L_{12}C_1} \right) \\ \frac{1}{L_{11}L_{12}C} \\ s \left(s^2 + \frac{L_{12} + L_{11}}{L_1L_2C} \right) \\ \frac{1}{L_1L_2C} \\ s \left(s^2 + \frac{L_2 + L_1}{L_1L_2C} \right) \end{bmatrix} \quad (11.25)$$

L'atténuation introduite par le filtre LCL est effective uniquement si le filtre est proprement atténué, ce problème est résolu par l'insertion d'une résistance en série avec la capacité C_f à condition que les pertes de cette résistance soient modérées Fig. II.6 et Fig. II.7. Cette perte est exprimée comme suite:

$$P_d = R \sum_{i=1}^3 \sum_h (i_{fi}(h) - i_{fi}(h))^2 \tag{II.26}$$

Si les courants injectés par les trois phases de l'onduleur sont équilibrés on aura :

$$P_d = 3R \sum_h (i_{f1i}(h) - i_{f2i}(h))^2 \quad \text{Avec : } i=1,2,3. \tag{II.27}$$

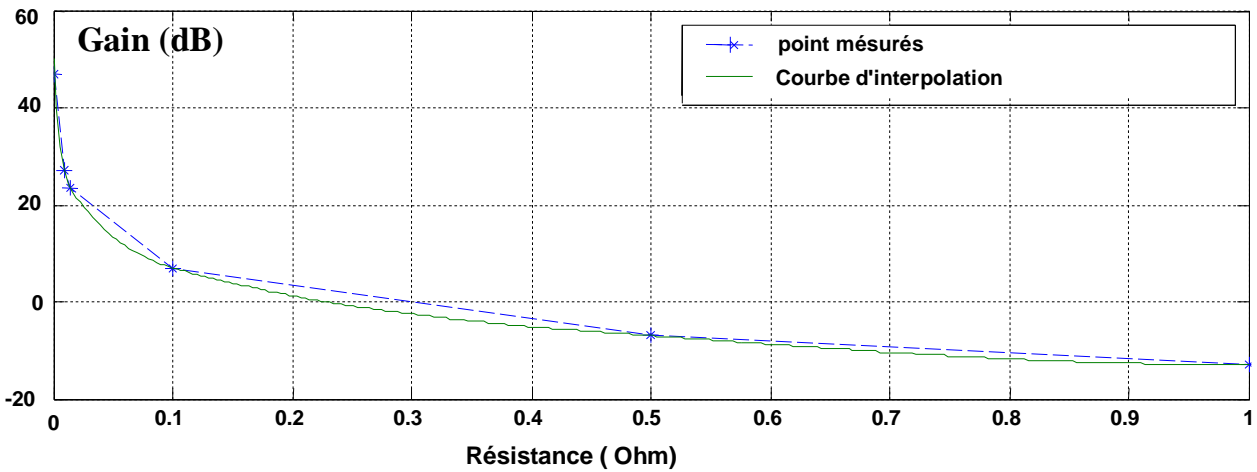


Fig. II.6. Le gain à la fréquence de résonance en fonction de R d'atténuation du filtre LCL.

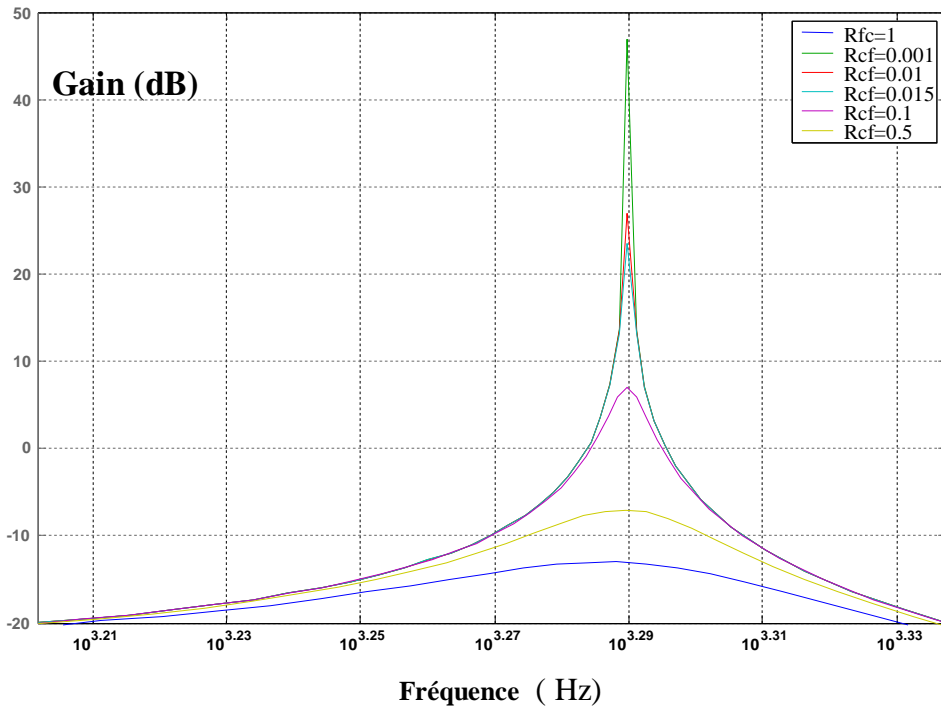


Fig.II.7. Les caractéristiques d'atténuation de la résistance insérée avec la capacité du filtre LCL.

II.2.3.2 Filtre du premier ordre (Filtre L)

Le rôle du filtre est de réduire les harmoniques de haute fréquence contenus dans le courant fourni par le VSI, ces courants sont dus à l'opération de commutation des interrupteurs à semi-conducteur, par conséquent le courant injecté peut suivre exactement le courant de référence. Le filtre L est constitué par des inductances mises en série dans chaque phase de sortie du VSI (Fig. II.8). Les équations différentielles représentant ce filtre sont :

$$u_{fk} - e_k = L_k \frac{d}{dt} i_k + R_k i_k \quad \text{Où } k = a, b, c \quad (\text{II.28})$$

Ou sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{fa} \\ u_{fb} \\ u_{fc} \\ e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix}$$

(II.29)

La fonction de transfert global est :

$$G(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} (sI - A_L)^{-1} B_L [1 \quad 1 \quad 1] \quad (\text{II.30})$$

D'où :

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \frac{1}{s + \frac{R_1}{L_1}} \\ \frac{1}{L_2} \frac{1}{s + \frac{R_2}{L_2}} \\ \frac{1}{L_3} \frac{1}{s + \frac{R_3}{L_3}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Si on néglige les résistances internes des inductances on obtient :

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s L_1} \\ \frac{1}{s L_2} \\ \frac{1}{s L_3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

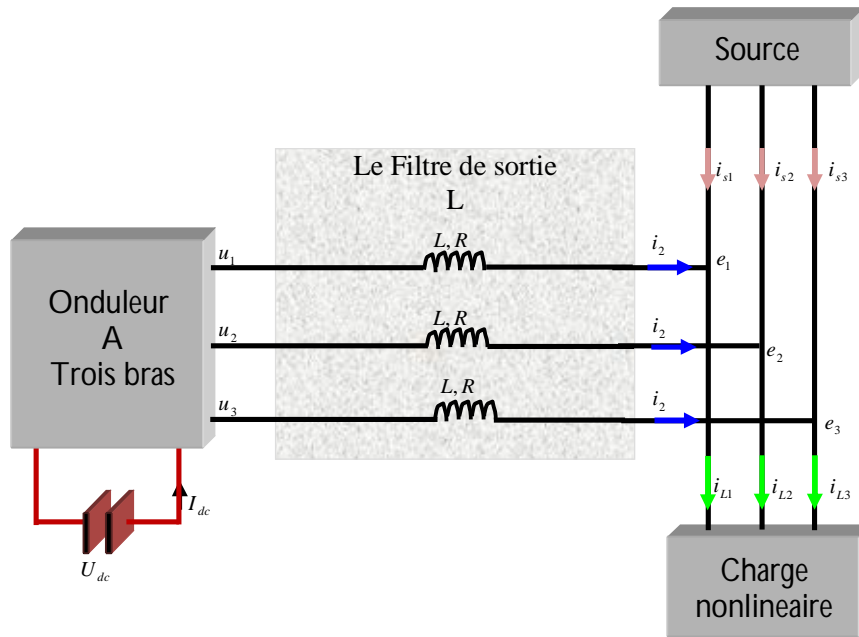


Fig. II.8. Filtre passif de sortie type L.

II.2.3.3 Dimensionnement des filtres de sortie du filtre actif parallèle de puissance

Le choix des paramètres du filtre passif de sortie du filtre actif de puissance dépendant de degré d'atténuation, afin de réduire les composants à haute fréquence des courants injectés dans le PCC. Cependant la norme IEC 1000—3-4 impose que les harmoniques d'ordre supérieures à 33 doivent avoir une amplitude inférieure à 6% de l'amplitude nominale du courant.

$$\text{Si } h \geq 33 \rightarrow I_h \leq 0.6\% \text{ de } I_n \quad (\text{II.33})$$

D'après (II.25) la fonction de transfert du filtre LCL pour une phase est :

$$G(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C} \frac{1}{s \left(s^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C} \right)} \quad (\text{II.34})$$

Il est clair que plusieurs combinaisons des paramètres de filtre, L_1 , L_2 et C peut accomplir la contrainte d'élimination des contenus en harmonique de haute fréquence du courant injecté. On peut écrire cette fonction dans le domaine fréquentiel :

$$G(jhw) = \frac{1}{L_1 L_2 C} \frac{1}{jhw \left(-(hw)^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C} \right)} \quad (\text{II.35})$$

Le gain pour l'harmonique d'ordre h est :

$$|G(jh\omega)| = \frac{1}{hw \left| -(hw)^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C} \right|} = \left| \frac{I_{fh}}{U_{fh}} \right| \quad (11.36)$$

L'inductance L_1 est remplacée dans l'équation précédente en fonction de L_2 et l'indice r représentant le rapport entre L_1 , L_2 tel que :

$$L_1 = r \cdot L_2 \quad (11.37)$$

En reportant l'équation (11.37) dans (11.36), puis on résout la nouvelle équation en fonction de L_2 , on obtient :

$$L_2 = \max_h \left\{ \frac{r+1}{2rC(h\omega)^2} + \sqrt{\left[\left(\frac{r+1}{2rC(h\omega)^2} \right)^2 + \frac{U_{fh}}{rC(h\omega)^3 I_{fh}} \right]} \right\} \quad (11.38)$$

La valeur de r se trouve autour de la valeur de 2 [80-82].

Par la même méthode on peut faire le choix du filtre L :

$$L = \max_h \left(\frac{U_{fh}}{h\omega I_{fh}} \right) \quad (11.39)$$

Où :

U_{fh} La valeur efficace de la composante d'ordre h de la tension de sortie de l'onduleur.

I_{fh} La valeur efficace du courant d'ordre maximal qu'il faut éliminer par le filtre.

Si on prend en considération la résistance insérée en série avec le condensateur, la fonction de transfert devient :

$$G(s) = \frac{1}{L_2 L_1 C} \cdot \frac{R_C \cdot C \cdot s + 1}{s \left(s^2 + s \cdot R_C \left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) + \frac{L_2 + L_1}{L_1 L_2 C} \right)} \quad (11.40)$$

Qu'on peut écrire sous la forme :

$$G(h\omega) = \frac{1}{L_2 L_1 C} \cdot \frac{j \cdot R_C \cdot C \cdot h\omega + 1}{j \cdot h\omega \cdot \left(-(h\omega)^2 + j \cdot h\omega \cdot R_C \left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) + \frac{L_2 + L_1}{L_1 L_2 C} \right)} \quad (11.41)$$

Si on tient compte du rapport entre les deux inductances d'une même phase r , on aura :

$$|G(h\omega)| = \frac{1}{r \cdot L^2 \cdot C \cdot h\omega} \cdot \sqrt{\frac{R_c^2 \cdot C^2 \cdot (h\omega)^2 + 1}{\left(\left(h\omega \cdot R_c \left(\frac{r+1}{r \cdot L} \right) \right)^2 + \left(-(h\omega)^2 + \frac{r+1}{r \cdot L \cdot C} \right)^2 \right)}} = \chi \quad (11.42)$$

Pour trouver les valeurs des inductances, il faut résoudre l'équation du quatrième ordre :

$$\sum_{i=0}^4 C_i \cdot L^i = 0 \quad (11.43)$$

Avec:

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{R_c^2 \cdot C^2 \cdot (h\omega)^2 + 1}{(h\omega \cdot \chi)^2} \\ C_1 &= 0 \\ C_2 &= \left((h\omega \cdot R_c \cdot (\lambda+1) \cdot C)^2 + (\lambda+1)^2 \right) \\ C_3 &= -2 \cdot \left((h\omega)^2 \cdot \lambda \cdot C \cdot (\lambda+1) \right) \\ C_4 &= \left((h\omega)^2 \cdot \lambda \cdot C \right)^2 \end{aligned} \quad (11.44)$$

Pour le choix du condensateur, il a été trouvé qu'un courant réactif à vide de 5 % du courant nominal de ligne est considéré raisonnable [82].

$$C = 0.05 C_{base} \quad (11.45)$$

$$C_{base} = \frac{P_n}{\omega_n \cdot E_n^2} \quad (11.46)$$

Où : P_n la puissance active absorbée par le filtres dans les conditions nominales ;

E_n La tension efficace nominale du réseau.

Ces calculs devraient respecter les limites suivantes sur les valeurs des paramètres :

- 1- La valeur de condensateur est limitée par la diminution tolérable du facteur de puissance à la puissance nominale (généralement moins de 5 %).
- 2- la valeur totale de l'inductance doit être inférieure à 10% pour limiter la chute de tension lors du fonctionnement.
- 3- la fréquence de résonance devrait être incluse dans un intervalle compris entre dix fois la fréquence de ligne et la moitié de la fréquence de commutation, pour ne pas créer des problèmes de résonance dans les spectres d'harmonique de basse et haute fréquence.
- 4- l'atténuation due à la résistance R_c , ne peut pas être trop basse pour éviter l'oscillation et les pertes ne doivent pas être trop élevées pour ne pas réduire l'efficacité du filtre.

D'autres facteurs sont utilisés pour vérifier l'efficacité du filtre :

- 1- à la basse fréquence :
 - le taux total de la distorsion harmonique THD ;
 - Le facteur de puissance PF ;
 - La valeur moyenne de l'erreur absolue de la tension DC du DC-link.

2- à la haute fréquence :

- Le courant harmonique le plus grand à la fréquence de commutation ;
- La valeur efficace des harmonique de haute fréquence ($h > 50$).

II.2.3.4 Comparaison entre le filtre L et LCL

Les caractéristiques avantageuses du filtre LCL comparées au filtre L sont trouvées dans les courbes représentant les réponses en fréquence Fig. II.9. Les paramètres des filtres de sortie sont obtenus à partir des expressions II.38 à II.39, il évident que les deux filtres LCL et L puissent accomplir la contrainte du courant harmonique.

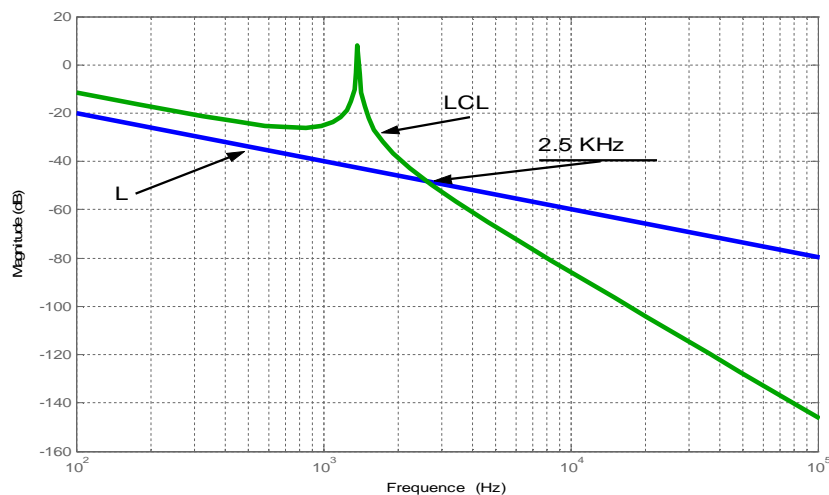


Fig. II.9. Le gain en fréquence des filtre LCL et L.

Dans la région à haute fréquence ($> 2,5$ kHz), l'atténuation augmente avec 60 dB/décade pour le filtre LCL comparé au 20 dB/décade pour le filtre L. les courants harmoniques de haute fréquence sont mieux atténués par le filtre LCL, la distorsion harmonique à haute fréquence est ainsi plus faible pour le cas du filtre LCL.

Dans la région de basse fréquence (< 1 kHz), la pente des réponses en fréquence sont les deux 20 dB/décade. Ceci implique que le filtre LCL peut être considéré comme une inductance virtuelle égale à $L_1 + L_2$. Cependant, la différence dans l'atténuation indique que la somme $L_1 + L_2$ est plus petite que le l'inductance du filtre L . En conséquence, la chute de tension à travers le filtre LCL, provoquée par les harmoniques du courant injectés est inférieure à celle dans le cas du filtre L. C'est donc l'avantage principal du filtre LCL, dont l'utilisation paraît judicieuse en particulier dans les applications des filtres actifs de puissance.

En outre, la faible chute de tension dans le filtre LCL implique que la tension exigée de DC-link est inférieure. Alors, une plus grande marge de semi-conducteurs peut être obtenue, c.-à-d. le rapport de la tension de fonctionnement et de la tension nominale des interrupteurs semi-conducteurs.

Les inconvénients principaux du filtre LCL sont la haute ondulation du courant dans l'inductance intérieur L_1 et le plus grand nombre des capteurs requis pour la commande.

La haute ondulation du courant dans L_1 a comme conséquence l'augmentation des pertes de fer, c.-à-d. l'hystérésis et les pertes de courant de Foucault, qui implique l'utilisation des noyaux de fer

stratifiés minces ou même des noyaux en poudre de fer. Le plus grand nombre des capteurs exige des conditions sur les signaux de contrôle et de commande. D'autre part, l'alimentation des condensateurs du filtre de sortie en puissance réactive doit être adaptée par le convertisseur voire même à interdire le passage des courants réactifs du réseau vers ces dernières quand l'unité de filtrage fonctionne dans des conditions sans charge non linéaire ou à réseau vide.

II.2.4 Système de stockage d'énergie

Dans notre étude, on utilise les onduleurs de tension comme étant des compensateurs de perturbations. Cette opération ne peut être réalisée sans l'existence d'une source de tension continuée à son entrée du côté continu. La source de tension doit avoir la flexibilité d'être rechargée en permanence pour qu'elle puisse représenter un système à stockage de l'énergie et à tension de faible fluctuation. L'élément de stockage de l'énergie se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue U_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage (U_{dc} et C_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension U_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue U_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif sont limitées par le choix de C_{dc} , et peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

D'une manière générale la fluctuation de la tension continue est donnée par :

$$\Delta U_{dc-\max} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \max \left\{ \int I_{dc} dt \right\} \quad (11.47)$$

$$I_{dc} = \sum_2^{\infty} I_h + I_{pertes} \quad (11.48)$$

Si on néglige la composante due aux pertes par conduction et par commutation dans l'onduleur I_{pertes} on obtient :

$$\Delta U_{dc-\max} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \max \left\{ \sum_2^{\infty} \frac{I_h}{\omega_h} \right\} \quad (11.49)$$

Nous pouvons calculer la capacité C_{dc} à partir de la relation suivante :

$$C_{dc} \geq \frac{\max \sum_2^{\infty} \frac{I_h}{\omega_h}}{\varepsilon U_{dc0}} \quad (11.50)$$

Tel que :

$$\varepsilon\% = \frac{\Delta U_{dc-\max}}{U_{dc0}} \quad (11.51)$$

U_{dc0} : est la tension de référence aux bornes du système de stockage.

Des méthodes ont été proposées pour la détermination de la valeur du condensateur de stockage. Ces méthodes présentent des cas particuliers de la méthode qu'on a proposée.

- La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz) En choisissant un taux d'ondulation acceptable, généralement de l'ordre de 5% de U_{dc} , nous pouvons calculer la capacité C_{dc} à partir de la relation suivante[1],[79] :

$$C_{dc} = \frac{V_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2\varepsilon \omega U_{dc0}^2} \quad (11.52)$$

Avec V_s la tension simple du réseau, I_h le courant harmonique du rang h et α l'angle d'allumage des thyristors du pont Graetz.

- La deuxième méthode [84-85], se base sur l'évaluation de la puissance apparente du filtre active estimée par :

$$S_f = \sqrt{Q_c^2 + D_c^2} \quad (11.53)$$

le condensateur doit produire une variation d'énergie supérieure ou égale à S_f

$$\frac{1}{2} C_{dc} (U_{dc\max}^2 - U_{dc\min}^2) \geq S_f \cdot \Delta T \quad (11.54)$$

ΔT représente la période des ondulation de la tension aux bornes du condensateur, alors le choix de C_{dc} se fera selon l'expression suivante:

$$C_{dc} \geq \frac{2S_f \cdot \Delta T}{U_{dc\max}^2 - U_{dc\min}^2} \quad (11.55)$$

- La troisième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible. La capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [1],[85]:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon U_{dc0} \omega_h} \quad (11.56)$$

avec ω_h , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

II.3 La partie contrôle commande

II.3.1 La théorie p-q (La théorie de la puissance instantanée)

En 1983 Akagi et al [86] ont proposé « La théorie généralisée de la puissance réactive instantanée dans les réseaux triphasés », aussi connue comme la théorie de la puissance instantanée ou la théorie p-q. Cette théorie dans sa première version a été publiée dans la langue Japonaise en 1982 lors d'une conférence locale, et plus tard dans (Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan). En 1983 a été publié en anglais dans une conférence internationale où les auteurs ont montré la possibilité de compenser la puissance réactive instantanée sans éléments de stockage d'énergie. En 1984 cette théorie a été publiée avec une vérification expérimentale [42]. Elle est basée sur le calcul des valeurs instantanées des puissances dans un système triphasé avec ou sans fil neutre, elle est valable aux régimes permanent et transitoire, aussi pour les formes d'onde de tension et de courant générées.

Cette théorie utilise la transformation algébrique de « Edite Clark » pour transformer les systèmes triphasés des courants et des tensions présentés dans le repère $a-b-c$ vers un nouveau repère $\alpha-\beta-0$ de la manière suivante :

➤ Les composantes de tension :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (11.57)$$

➤ Les composantes de courant :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11.58)$$

Dans un repère $a-b-c$ la puissance instantanée active est donnée par :

$$p_{abc} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (11.59)$$

De même dans le repère $\alpha-\beta-0$:

$$p_{\alpha\beta 0} = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 \quad (11.60)$$

Il est à noter que la transformation utilisée est orthogonale, elle garde la puissance invariante dans les deux repères, c à d :

$$p_{abc} = p_{\alpha\beta 0} \quad (11.61)$$

D'après la théorie $p-q$ la puissance active instantanée est composée de deux puissances instantanées :

$$p_{\alpha\beta 0} = p + p_0 \quad (11.62)$$

Ou :

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (11.63)$$

C'est la puissance active instantanée réelle.

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 \quad (11.64)$$

La puissance instantanée de la séquence homopolaire. Cette composante a lieu uniquement si les deux composantes existent au même temps.

Un des avantages issu de cette transformation est la séparation des séquences homopolaires de courant ou de tension. Akagi et al [42],[86] propose la définition suivante de la puissance imaginaire instantanée :

$$q = v_\alpha \cdot i_\alpha - v_\beta \cdot i_\beta \quad (11.65)$$

Cette puissance peut s'écrire dans le repère $a-b-c$ de la manière suivante :

$$q = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(v_a - v_b) \cdot i_c + (v_b - v_c) \cdot i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b] \quad (11.66)$$

Cette expression est bien connue pour la mesure de la puissance réactive conventionnelle dans les systèmes triphasés. La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de

tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination « **puissance imaginaire** » avec comme unité le volt-ampère imaginaire (VAI) [42], [86-91]. Cette puissance est indépendante des composantes homopolaires. A partir des relations (II.63) et (II.66) , nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (II.67)$$

Si on tient compte du composante homopolaire l'équation précédente peut être écrite comme suit [84],[88-89]:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (II.68)$$

Ces deux puissances sont décomposées en trois termes dans le cas général Fig. II.10:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} + \hat{p} \quad (II.69)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} + \hat{q} \quad (II.70)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (II.71)$$

- \bar{p} : est une composante continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension; elle s'écoule de la source vers la charge.
- \bar{q} : une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension ; elle s'écoule de la source vers la charge.
- \bar{p}_0 : est une composante continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension; elle s'écoule de la source vers la charge.
- $\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{p}_0$: Sont les puissances alternatives liées aux composantes de hautes fréquences (≥ 150 Hz), ces trois puissances s'inter changent entre la source et la charge non linéaire. Ou la composante homopolaire s'inter change via le neutre.
- \hat{p}, \hat{q} : sont les puissances de faible fréquence ($150 \text{ Hz} > f > 0.9 \text{ Hz}$) correspondant aux sous-harmoniques et aux composantes des séquences négatives des systèmes triphasés due à la fluctuation de la charge et les systèmes de soudage à arc...etc.

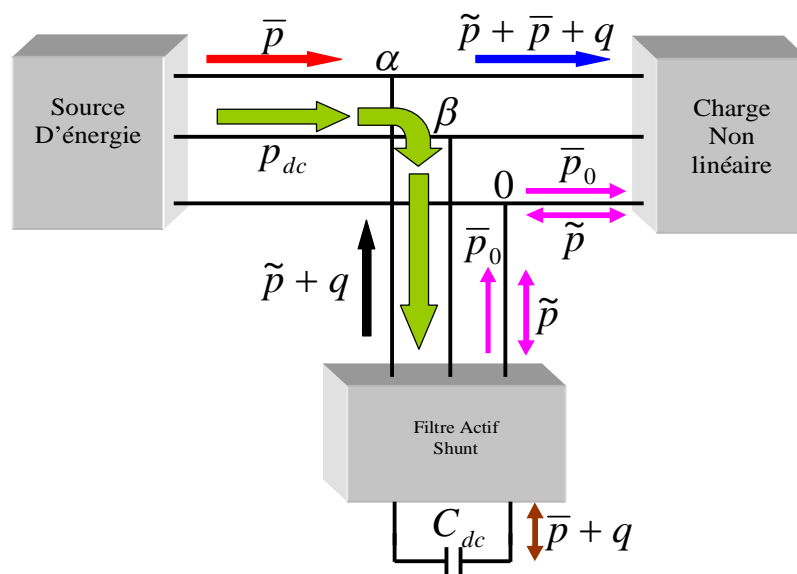


Fig. II.10. Ecoulement des puissances dans le repère de Clark.

Ce qui nous intéresse c'est d'extraire les composantes \tilde{p}, \tilde{q} , connaissant les fréquences des puissances instantanées, on peut utiliser un filtre passe haut avec une fréquence de coupure (150 Hz), comme indiqué par la figure suivante.

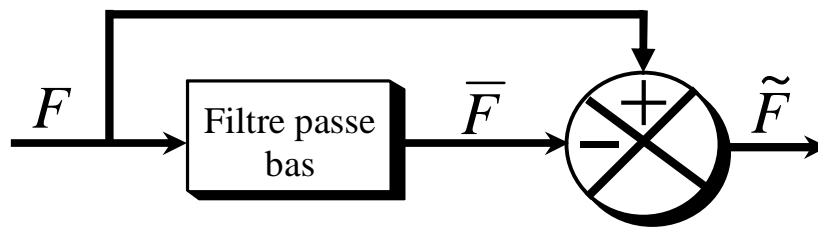


Fig. II.11. Principe de séparation des composantes alternatives de puissances.

L'ordre du filtre passe-bas dans le filtre passe-haut définit la dynamique et l'efficacité d'atteindre l'objectif de compensation. Des filtres de puissance du quatrième ou cinquième ordre ont été proposés. L'inconvénient majeur d'utilisation d'un filtre d'ordre élevé et le temps de calcul plus long, mais dans notre cas ce temps est relativement très faible en contre partie la précision de séparation des composantes alternatives est remarquablement très élevée [91].

Dans notre étude on a choisi deux filtres d'ordre 4 et d'ordre 5. Les relations suivantes donnent les expressions générales des fonctions de transferts d'un filtre passe-bas d'ordre 4 et 5, les gains sont présentés dans Fig. II.12.

✓ Filtre d'ordre 4 :

$$G_{LP}(s) = \frac{\omega_c^4}{s^4 + 2.613 \cdot \omega_c \cdot s^3 + 3.414 \cdot \omega_c^2 \cdot s^2 + 2.613 \cdot \omega_c^3 \cdot s + \omega_c^4} \quad (II.72)$$

✓ Filtre d'ordre 5 :

$$G_{LP}(s) = \frac{\omega_c^5}{s^5 + 3.236 \cdot \omega_c \cdot s^4 + 5.263 \cdot \omega_c^2 \cdot s^3 + 5.263 \cdot \omega_c^3 \cdot s^2 + 3.236 \cdot \omega_c^4 \cdot s + \omega_c^5} \quad (II.73)$$

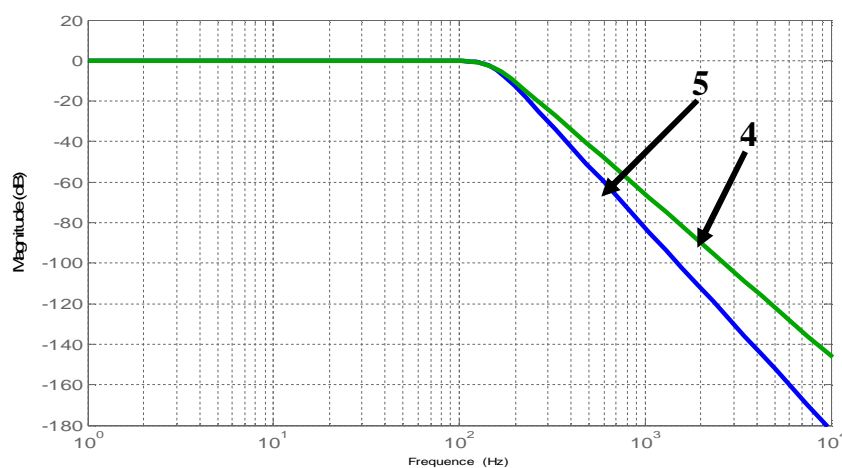


Fig. II.12. Les gains des filtres passe bas.

La théorie $p-q$ donne une grande flexibilité pour le choix des composantes de compensation. On note ces composantes par : p_{ref} et q_{ref} . Les courants de référence (ou de compensation) dans le repère $\alpha - \beta - \gamma$ sont donc :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{\gamma ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_{ref} \\ q_{ref} \\ -i_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (II.74)$$

Les courants de référence dans le repère $a - b - c$ sont déduits :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{\gamma ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_{\gamma} \\ i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (II.75)$$

Pour la détermination des courants de référence assurant la compensation des perturbations à savoir : les courants harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre du courant de ligne. La théorie $p - q$ permet de calculer ces courants selon la qualité de compensation désirée Fig. II.13.

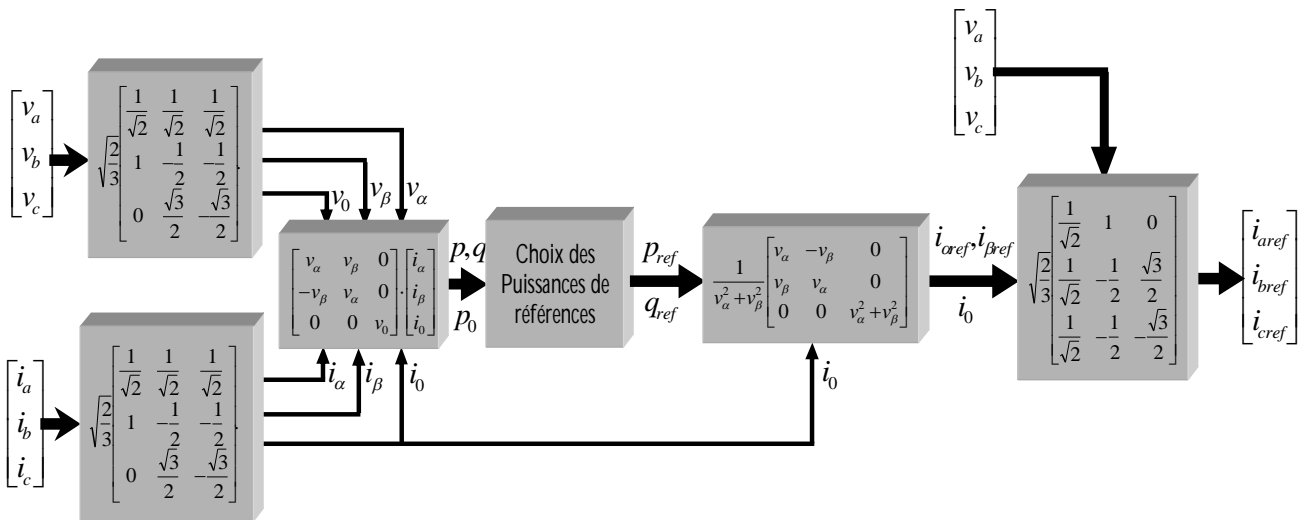


Fig. II.13. Schéma bloc du principe de fonctionnement de la théorie pq.

II.3.2 Régulation de la tension continue

La tension moyenne U_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. La principale cause susceptible de la modifier est les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. Le régulateur employé ici est un régulateur (PI) avec une action de filtrage au préalable sur la tension mesurée U_{dc} , réalisée par un filtre passe-bas du deuxième ordre de manière à atténuer les fluctuations et d'extraire la valeur moyenne. A l'entre du régulateur on va tenir compte de la différence de la valeur moyenne de la tension U_{dc} et la valeur de référence U_{dc-ref} . En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de

sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif P_{dc} et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{dE_{dc}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (11.76)$$

Notons que la relation (11.76) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension U_{dc} autour de sa référence U_{dc-ref} , elle peut être linéarisée à travers la série de Taylor. On suppose que :

$$f(V_{dc}) = V_{dc}^2 \quad (11.77)$$

C'est une fonction algébrique non linéaire alors autour du point d'équilibre (f_0, U_{dc-ref}) défini par :

$$f_0 = f(V_{dc-ref}) \quad (11.78)$$

On obtient le terme :

$$f(V_{dc}) = f(V_{dc-ref}) + \left[\frac{\partial f(V_{dc})}{\partial V_{dc}} \right]_{V_{dc-ref}} (V_{dc} - V_{dc-ref}) + \dots \quad (11.79)$$

On applique ce principe sur l'équation (11.49) on aura :

$$P_{dc} = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (11.80)$$

Appliquons la transformée de Laplace à la dernière équation nous aurons :

$$V_{dc}(s) = \frac{P_{dc}(s)}{V_{dc-ref} C_{dc} s} \quad (11.81)$$

A partir de la relation (11.81), et en prenant en compte le régulateur proportionnel (Kc), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la Fig. 11.14. Le choix du paramètre Kc aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

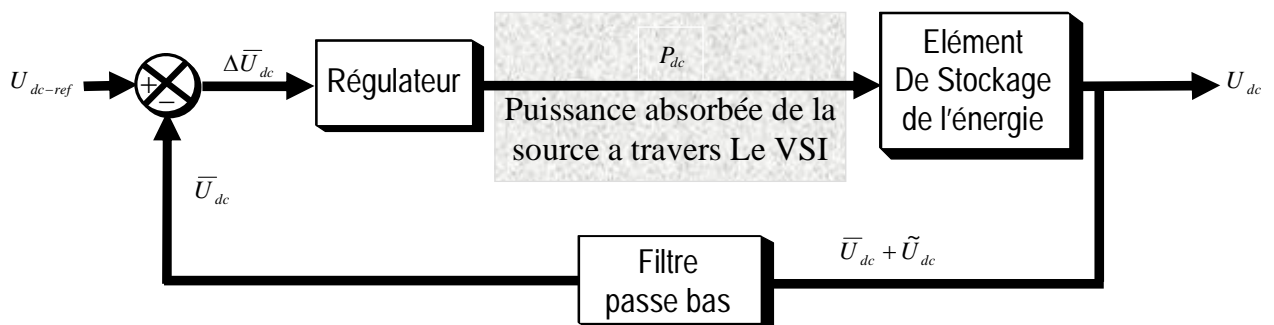


Fig. 11.14. Régulation de la tension aux bornes du DC-link.

La sortie du régulateur P_{dc} s'ajoute à la puissance active perturbatrice et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi U_{dc} (Fig. 11.15). La puissance P_{dc} représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension U_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée U_{dc-ref} .

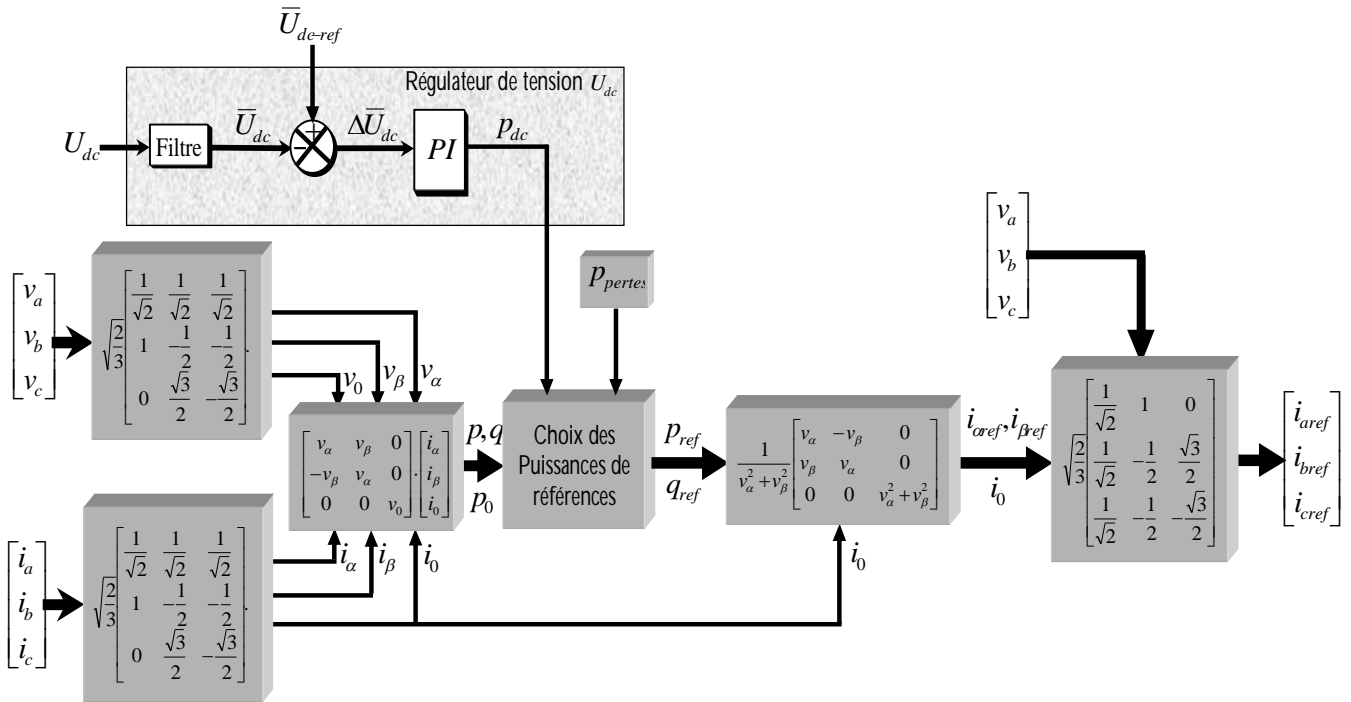


Fig. II.15. Schéma bloc du principe de fonctionnement de la théorie pq en tenant compte de la régulation de la tension aux bornes du DC-link.

II.3.3 La régulation de courant injecté par le filtre actif

Pour simplifier l'étude, on remplace les éléments semi-conducteurs constituant le VSI par des interrupteurs simples, on prend la tension du DC-link égale à V_{dc} , les tensions de sortie sont définies en fonction de V_{dc} et de l'état des deux interrupteurs constituant le bras correspondant S_a , S_b , S_c de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 V_a(k) &= S_a V_{dc} \\
 V_b(k) &= S_b V_{dc} \\
 V_c(k) &= S_c V_{dc}
 \end{aligned}
 \tag{II.82}$$

Le mode de commutation de l'onduleur est résumé dans le tableau suivant :

Tab. II.2. Mode de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

k	a	b	c	S_a	S_b	S_c
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
4	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
6	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
7	1	1	1	0	0	0

Les équations différentielles représentant le comportement du courant délivré par le filtre actif sont :

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{fa}}{dt} &= S_a V_{dc} - v_a \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} &= S_b V_{dc} - v_b \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} &= S_c V_{dc} - v_c \end{aligned} \quad (11.83)$$

On peut écrire ces équations d'une manière générale :

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{fa}}{dt} &= V_a(k) - v_a \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} &= V_b(k) - v_b \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} &= V_c(k) - v_c \end{aligned} \quad (11.84)$$

avec $V_a(k)$, $V_b(k)$, $V_c(k)$ des tensions discrètes représentant les différentes possibilités de la tension à la sortie de l'onduleur du filtre actif $\{V(0), V(1), V(2), V(3), V(4), V(5), V(6), V(7)\}$.

Notre intérêt est de rendre l'erreur nulle entre le courant de la référence issue de la stratégie de commande et le courant injecté par le VSI dans le réseau.

$$\begin{aligned} \Delta i_{fa} &= i_{refa} - i_{fa} \\ \Delta i_{fb} &= i_{refb} - i_{fb} \\ \Delta i_{fc} &= i_{refc} - i_{fc} \end{aligned} \quad (11.85)$$

On substitue l'équation (11.85) dans l'équation (11.84) on aura :

$$\begin{aligned} L_f \frac{d\Delta i_{fa}}{dt} &= \left(L_f \frac{di_{refa}}{dt} + v_a \right) - V_a(k) \\ L_f \frac{d\Delta i_{fb}}{dt} &= \left(L_f \frac{di_{refb}}{dt} + v_b \right) - V_b(k) \\ L_f \frac{d\Delta i_{fc}}{dt} &= \left(L_f \frac{di_{refc}}{dt} + v_c \right) - V_c(k) \end{aligned} \quad (11.86)$$

Les termes entre parenthèses représentant les tensions de références appliquées au VSI.

$$\begin{aligned} V_{f-refa} &= L_f \frac{di_{refa}}{dt} + v_a \\ V_{f-refb} &= L_f \frac{di_{refb}}{dt} + v_b \\ V_{f-refc} &= L_f \frac{di_{refc}}{dt} + v_c \end{aligned} \quad (11.87)$$

L'écart entre V_{f-refi} et $V_i(k)$ produit alors une erreur sur le courant.

D'après l'équation (11.87), on remarque que V_{f-refi} est composée de deux termes à des fréquences différentes.

- 1- v_i ($i = a, b, c$) présente la tension au point de connexion du APF à la fréquence du réseau.

2- $V_{Lfi} = L_f \frac{di_{refi}}{dt}$ est une chute de tension aux bornes de l'inductance L_f du filtre de sortie, riche en harmoniques. Cette chute de tension égale à la chute de tension réelle si $\Delta i_{fi} = 0$. On élabore ce terme par un régulateur de courant PI Fig. II.16.

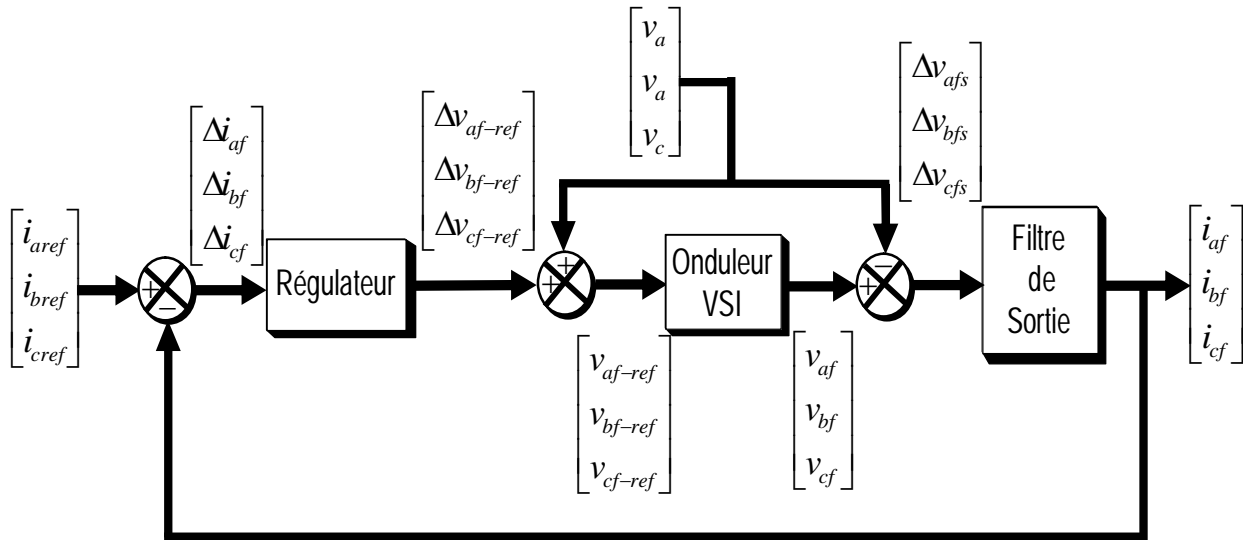


Fig. II.16. Schéma de régulation du courant injecté par le filtre actif parallèle.

II.3.4 La commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance. Cette commande permet de résoudre le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.

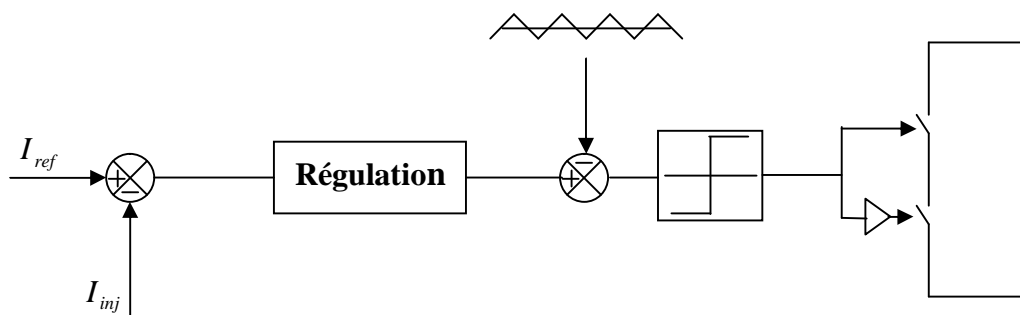


Fig II.17. Principe de la commande MLI.

II.4 Puissance apparente du filtre actif shunt

L'évaluation de la puissance apparente d'un filtre actif shunt nécessaire pour la compensation des perturbations, va nous permettre d'apprécier son utilisation tant du point de vue énergétique que technique.

Pour arriver à un choix rationnel, nous devons connaître au préalable les valeurs de tension et de courant que doit supporter chaque élément semi-conducteur constituant l'onduleur. Généralement, ces interrupteurs sont choisis pour supporter individuellement la tension continue V_{dc} du côté DC-link et la valeur crête du courant du filtre actif injecté vers le réseau I_{inj} , tout en tenant compte des composantes dues aux commutations [79],[85]. Notre intérêt dans cette étude est de trouver le rapport entre la puissance apparente de la charge ou la puissance apparente des composantes directes produite par la source et la puissance apparente que doit fournir le filtre actif pour atteindre l'objectif de compensation [92-95].

Ainsi, on propose une approche généralisée pour l'évaluation de la puissance nécessaire pour la compensation dans le but de permettre aux fabricants de déterminer le dimensionnement du filtre actif shunt de puissance et aux utilisateurs pour obtenir un choix technique et économique optimal. Cette approche est basée sur la nouvelle définition de la puissance apparente présentée par la norme IEEE 1459-2000 [96-122] pour l'évaluation de la puissance apparente du filtre actif de puissance shunt [123-144]. Notre objectif principal est de minimiser les dimensions des dispositifs utilisés, et d'assurer la production de la puissance de compensation. En effet, il est supposé que la tension du réseau est déséquilibrée en vertu des tolérances pratiques. Il est à noter que les travaux présentés par les auteurs de [85],[145-146] utilisent un cas particulier de compensation basé sur une définition de la puissance apparente qui maintenant nous le savons n'était pas très juste.

Nous finaliserons cette étude par l'évaluation de la puissance apparente dans le cas particulier où la tension de la source est supposée sinusoïdale et équilibrée.

II.4.1 Evaluation de la puissance apparente de compensation

La définition présentée par IEEE STD 1459-2000 est basée sur le concept de la puissance apparente effective S_e défini par :

$$S_e = 3 \cdot V_e \cdot I_e \quad (11.88)$$

Tel que :

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} \quad (11.89)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{3 \cdot (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{18}} \quad (11.90)$$

I_e et V_e présentent respectivement le courant et la tension effective.

Dans le cas d'un système sans neutre (trois phases sans neutre) on aura la simplification suivante :

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (11.91)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}{9}} \quad (11.92)$$

Jusqu'aujourd'hui, la définition de cette puissance a été considérée exacte de point de vue théorique et pratique mais récemment, une équipe de chercheurs très connue dans ce domaine a fait une proposition pour réviser ladite norme [120], et d'assurer au filtre actif shunt un dimensionnement qui prend en compte la compensation [92-95] et aussi :

- Des courants harmoniques générés par la charge non linéaire et par la source de tension ;
- le déséquilibre du courant absorbé par la charge ;
- la puissance réactive

Ces objectifs permettent de voir la charge à partir de la source comme étant une charge linéaire.

Pour présenter une étude généralisée, on prend en considération les perturbations de tensions. Alors le système de tension alimentant la charge est :

$$\begin{aligned} v_a &= v_{a1} + v_{ah} \\ v_b &= v_{b1} + v_{bh} \\ v_c &= v_{c1} + v_{ch} \end{aligned} \quad (11.93)$$

Où la composante fondamentale est donnée par :

$$\begin{aligned} v_{a1} &= k'_a \sqrt{2} V_1 \sin(\omega t + \varphi_{a1}) \\ v_{b1} &= k'_b \sqrt{2} V_1 \sin\left(\omega t + \varphi_{b1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c1} &= k'_c \sqrt{2} V_1 \sin\left(\omega t + \varphi_{c1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (11.94)$$

Alors les valeurs efficaces des tensions composées de la composante fondamentale sont déduites:

$$V_{ij} = V_1 \sqrt{k_i'^2 + k_j'^2 - 2k'_i k'_j \cos\left(\varphi_{i1} - \varphi_{j1} + \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (11.95)$$

avec :

$$i, j = a, b, c \quad \text{et} \quad i \neq j$$

D'autre part les courants de la charge sont définis par:

$$\begin{aligned} i_a &= i_{a1} + i_{ah} = i_{a1} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{an} \\ i_b &= i_{b1} + i_{bh} = i_{b1} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{bn} \\ i_c &= i_{c1} + i_{ch} = i_{c1} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{cn} \end{aligned} \quad (11.96)$$

Les courants harmonique d'ordre n absorbés par la charge peuvent être représentés par :

$$\begin{aligned} i_{an} &= k_a k'_a \sqrt{2} I_n \sin(i\omega t + \gamma_{an}) \\ i_{bn} &= k_b k'_b \sqrt{2} I_n \sin\left(n \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \gamma_{bn}\right) \\ i_{cn} &= k_c k'_c \sqrt{2} I_n \sin\left(n \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \gamma_{cn}\right) \end{aligned} \quad (11.97)$$

ou encore sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} i_{an} &= k_a k'_a \sqrt{2} I_n e^{j(i\omega t + \gamma_{an})} \\ i_{bn} &= k_b k'_b \sqrt{2} I_n e^{j\left(i\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \gamma_{bn}\right)} \\ i_{cn} &= k_c k'_c \sqrt{2} I_n e^{j\left(i\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \gamma_{cn}\right)} \end{aligned} \quad (11.98)$$

On peut utiliser aussi le facteur a des composantes symétriques :

$$\begin{aligned} i_{an} &= k_a k'_a \sqrt{2} I_n e^{j(n\omega t + \gamma_{an})} = k_a k'_a \sqrt{2} I_n e^{j(n\omega t)} e^{j\gamma_{an}} \\ i_{bn} &= k_b k'_b \sqrt{2} I_n e^{j(n\omega t)} \cdot e^{j\left(-\frac{2\pi}{3}\right)} e^{j\gamma_{bn}} = a^{2n} \cdot e^{j\gamma_{bn}} \cdot i_{an} \\ i_{cn} &= k_c k'_c \sqrt{2} I_n e^{j(n\omega t)} \cdot e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} e^{j\gamma_{cn}} = a^n \cdot e^{j\gamma_{cn}} \cdot i_{an} \end{aligned} \quad (II.99)$$

On obtient finalement les vecteurs présentant les trois composantes symétriques du courant :

$$\begin{aligned} I_n^0 &= \frac{\sqrt{2} I_n}{3} \cdot [k_a k'_a \cdot e^{j\gamma_{an}} + a^{2n} \cdot k_b k'_b \cdot e^{j\gamma_{bn}} + a^n \cdot k_c k'_c \cdot e^{j\gamma_{cn}}] \\ I_n^+ &= \frac{\sqrt{2} I_n}{3} \cdot [k_a k'_a \cdot e^{j\gamma_{an}} + a^{2n+1} \cdot k_b k'_b \cdot e^{j\gamma_{bn}} + a^{n+2} \cdot k_c k'_c \cdot e^{j\gamma_{cn}}] \\ I_n^- &= \frac{\sqrt{2} I_n}{3} \cdot [k_a k'_a \cdot e^{j\gamma_{an}} + a^{2(n+1)} \cdot k_b k'_b \cdot e^{j\gamma_{bn}} + a^{n+1} \cdot k_c k'_c \cdot e^{j\gamma_{cn}}] \end{aligned} \quad (II.100)$$

De la même manière on obtient les composantes symétriques de la tension :

$$\begin{aligned} V_n^0 &= \frac{\sqrt{2} V_n}{3} \cdot [k'_a \cdot e^{j\varphi_{an}} + a^{2n} \cdot k'_b \cdot e^{j\varphi_{bn}} + a^n \cdot k'_c \cdot e^{j\varphi_{cn}}] \\ V_n^- &= \frac{\sqrt{2} V_n}{3} \cdot [k'_a \cdot e^{j\varphi_{an}} + a^{2(n+1)} \cdot k'_b \cdot e^{j\varphi_{bn}} + a^{n+1} \cdot k'_c \cdot e^{j\varphi_{cn}}] \\ V_n^+ &= \frac{\sqrt{2} V_n}{3} \cdot [k'_a \cdot e^{j\varphi_{an}} + a^{2n+1} \cdot k'_b \cdot e^{j\varphi_{bn}} + a^{n+2} \cdot k'_c \cdot e^{j\varphi_{cn}}] \end{aligned} \quad (II.101)$$

Ce qui est important dans (II.100) et (II.101) est de trouver la composante fondamentale directe, cette composante sera la seule absorbée à partir de la source. Alors que les autres composantes seront assurées par le filtre actif shunt. La puissance apparente nécessaire pour répondre aux conditions imposées par la charge est par la source de tension est:

$$S_e = 3 \cdot V_e \cdot I_e \quad (II.102)$$

Le courant de charge est alors :

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} = \sqrt{\frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2}{3} + \frac{I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2}{3}} = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eh}^2} \quad (II.103)$$

I_{eh} est le courant d'harmoniques, I_{e1} est le courant efficace du fondamental:

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2}{3}} \quad (II.104)$$

Ou en fonction des paramètres de déséquilibre:

$$I_{e1} = \frac{I_1}{\sqrt{3}} \sqrt{k_a^2 k'_a{}^2 + k_b^2 k'_b{}^2 + k_c^2 k'_c{}^2} \quad (II.105)$$

D'après (II.90) la tension effective est:

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2}{9} + \frac{V_{abh}^2 + V_{bch}^2 + V_{cah}^2}{9}} = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eh}^2} \quad (II.106)$$

V_{eh} est la tension d'harmonique, V_{e1} est le fondamental de la tension:

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2}{9}} \quad (II.107)$$

À partir de (II.95) et (II.107) la tension efficace effective de la composante fondamentale est égale à :

$$V_{e1} = \frac{V_1}{3} \sqrt{2(k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) - 2 \cdot \Delta k} \quad (II.108)$$

Avec :

$$\Delta k = k_a' k_b' \cos\left(\varphi_{a1} - \varphi_{b1} + \frac{2\pi}{3}\right) + k_b' k_c' \cos\left(\varphi_{b1} - \varphi_{c1} + \frac{2\pi}{3}\right) + k_c' k_a' \cos\left(\varphi_{c1} - \varphi_{a1} + \frac{2\pi}{3}\right)$$

La puissance apparente effective présentée en (II.88) est la résultante des différentes composantes du courant de charge et de la tension de source :

$$S_e^2 = 9V_e^2 I_e^2 = 9(V_{e1}^2 + V_{eh}^2) \cdot (I_{e1}^2 + I_{eh}^2) \quad (II.109)$$

Alors :

$$S_e^2 = 9[V_{e1}^2 I_{e1}^2 + V_{e1}^2 I_{eh}^2 + V_{eh}^2 I_{e1}^2 + V_{eh}^2 I_{eh}^2] = S_{e1}^2 + S_{eD}^2 \quad (II.110)$$

$$\text{Où :} \quad S_{eD}^2 = 9[V_{e1}^2 I_{eh}^2 + V_{eh}^2 I_{e1}^2 + V_{eh}^2 I_{eh}^2] \quad (II.111)$$

C'est la puissance apparente due aux courants et tensions harmoniques, tandis que S_{e1} présente la puissance apparente qui est due aux composantes fondamentales du courant et tension :

$$S_{e1}^2 = 9V_{e1}^2 I_{e1}^2 \quad (II.112)$$

D'après (II.105), (II.108) et (II.112) on obtient :

$$S_{e1} = \frac{V_1 I_1}{\sqrt{3}} \sqrt{2(k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) - 2\Delta k} \sqrt{k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2} \quad (II.113)$$

Cette puissance est composée de deux parties :

- S_{e1}^+ une composante produite par la composante fondamentale directe du courant et la composante fondamentale directe de la tension. C'est celle fournie par la source à la charge.
- $S_{e1}^{dés}$ une composante due aux composantes inverses et homopolaires. C'est celle responsable du déséquilibre. Le filtre shunt doit injecter cette puissance afin d'éliminer le déséquilibre du courant fourni par la source. Donc on peut écrire (II.112) sous la forme :

$$S_{e1}^2 = S_{e1}^{dés} + S_{e1}^{+2} \quad (II.114)$$

Tel que :

$$S_{e1}^+ = 3V_e^+ I_{e1}^+ \quad (II.115)$$

$$S_{e1}^{dés} = S_{e1}^2 - S_{e1}^{+2} \quad (II.116)$$

La composante directe du fondamental du courant peut être déduite à partir de (II.105) et (II.100) :

$$I_e^+ = \frac{I_1}{3} \sqrt{k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2 + \sum_{\substack{i,j=a,b,c \\ i \neq j}} k_i k_i' k_j k_j' \cos(\gamma_{i1} - \gamma_{j1})} \quad (II.117)$$

$$\text{On pose :} \quad \Delta\alpha = \sum_{\substack{i,j=1,2,3 \\ i \neq j}}^{1;2;3} k_i k_i' k_j k_j' \cos(\gamma_{i1} - \gamma_{j1}) \quad (II.118)$$

Il est à noter que la phase de la composante fondamentale directe de la phase a est :

$$\gamma_{I_{e1}}^+ = \text{artg} \left(\frac{k_a k_a' \sin \gamma_{a1} + k_b k_b' \sin \gamma_{b1} + k_c k_c' \sin \gamma_{c1}}{k_a k_a' \cos \gamma_{a1} + k_b k_b' \cos \gamma_{b1} + k_c k_c' \cos \gamma_{c1}} \right) \quad (\text{II.119})$$

D'autre part, la composante directe du fondamental de la tension peut être déduite de (II.95) et (II.108):

$$V_e^+ = \frac{V_1}{3} \sqrt{k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2 + \sum_{\substack{i,j=a,b,c \\ i \neq j}} k_i k_j' \cos(\varphi_{i1} - \varphi_{j1})} \quad (\text{II.120})$$

$i, j = a, b, c \quad \text{et} \quad i \neq j$

Avec :

$$\Delta\beta = \sum_{\substack{i,j=a,b,c \\ i \neq j}} k_i k_j' \cos(\varphi_{i1} - \varphi_{j1}). \quad (\text{II.121})$$

Il est à noter que la phase de la composante fondamentale directe de la phase a est :

$$\gamma_{V_{e1}}^+ = \text{artg} \left(\frac{k_a' \sin \varphi_{a1} + k_b' \sin \varphi_{b1} + k_c' \sin \varphi_{c1}}{k_a' \cos \varphi_{a1} + k_b' \cos \varphi_{b1} + k_c' \cos \varphi_{c1}} \right) \quad (\text{II.122})$$

Donc de (II.117) et (II.120) la puissance apparente due aux composantes fondamentales s'écrit:

$$S_{e1}^+ = \frac{V_1 I_1}{3} \sqrt{(k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2) \cdot ((k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) + \Delta\beta) + \Delta\alpha (k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) + \Delta\alpha \cdot \Delta\beta} \quad (\text{II.123})$$

Ainsi, la puissance apparente responsable du déséquilibre du fondamentale du courant absorbé par la charge est :

$$S_{des} = \frac{V_1 I_1}{3} \sqrt{(k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2) \left(5 \cdot (k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) - \Delta\beta - 6\Delta k \right) - \Delta\alpha (k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) - \Delta\alpha \cdot \Delta\beta} \quad (\text{II.124})$$

La puissance apparente responsable des différentes harmoniques contenue dans le courant et/ou dans la tension de charge présentée dans (II.111) peut être écrite de la forme suivante:

$$S_{eD}^2 = 9 \left[V_{e1}^2 (THD_e^I I_{e1})^2 + (THD_e^V V_{e1})^2 I_{e1}^2 + (THD_e^I I_{e1})^2 (THD_e^V V_{e1})^2 \right] \quad (\text{II.125})$$

avec:

$$I_{eh} = THD_e^I I_{e1} \quad (\text{II.126})$$

$$V_{eh} = THD_e^V V_{e1} \quad (\text{II.127})$$

D'où (II.125) S_{eD}^2 peut être écrit en fonction des taux d'harmoniques et de la puissance effective du fondamental uniquement:

$$S_{eD}^2 = S_{e1}^2 \left[THD_e^I{}^2 + THD_e^V{}^2 + (THD_e^I \cdot THD_e^V)^2 \right] \quad (\text{II.128})$$

Finalement pour avoir un facteur de puissance unitaire à partir de la source, c'est à dire que le déphasage entre les composantes fondamentales directes des tensions et courant est nulle, il faut compenser la puissance réactive de la composante directe :

$$Q_1^+ = 3V_{e1}^+ I_{e1}^+ \sin(\gamma_{e1}^+) \quad (\text{II.129})$$

Ou :

$$Q_1^+ = S_{e1}^+ \sin(\gamma_{e1}^+) \quad (\text{II.130})$$

γ_{e1}^+ peut être obtenu à partir de (13) :

$$\gamma_{e1}^+ = \gamma_{I_{e1}}^+ - \gamma_{V_{e1}}^+ \quad (\text{II.131})$$

Le déphasage des composantes directes de courant et de tension est pris par rapport à une phase de référence nulle. Par conséquent sa valeur est $\gamma_{e1}^+ = 0$ si et seulement si $\gamma_{a1} = \gamma_{b1} = \gamma_{c1} = 0$ et

$\varphi_{a1} = \varphi_{b1} = \varphi_{c1} = 0$. D'autre par une valeur de $\gamma_{e1}^+ = \gamma_{ve1}^+$ implique que la charge ne consomme plus de la puissance réactive et le filtre n'injecte aucune puissance réactive $Q_1^+ = 0$. Ainsi que $\gamma_{e1}^+ = \gamma_{ie1}^+$ si le déséquilibre en phase de la tension de la source n'a pas lieu.

Finalement la puissance apparente totale nécessaire pour achever la bonne compensation est :

$$S_{comp} = \sqrt{S_{dés}^2 + S_{eD}^2 + Q^{+2}} \quad (II.132)$$

D'où:

$$S_{comp} = \sqrt{S_{e1}^2 \left(1 + THD_e^{I^2} + THD_e^{V^2} + (THD_e^I \cdot THD_e^V)^2 \right) + S_{e1}^{+2} (\sin(\gamma_{e1}^+) - 1)} \quad (II.133)$$

II.4.2 Application sur l'évaluation de la puissance apparente de compensation dans des cas particuliers

Dans ces applications, on suppose que la tension d'alimentation est sinusoïdale et équilibrée, alors on peut écrire :

$$k_a' = k_b' = k_c' = 1 ; \varphi_{a1} = \varphi_{b1} = \varphi_{c1} = 0, THD_e^V = 0 \\ V_{eh} = 0, V_e = V_{e1} = V_{e1}^+ = V_1$$

II.4.2.1 Compensation des harmoniques : charge nonlinéaire équilibrée

Dans ce cas, on a la simplification suivante :

$$k_a = k_b = k_c = 1 ; \gamma_{a1} = \gamma_{b1} = \gamma_{c1} = 0 \\ I_{e1} = I_{e1}^+ = I_1, S_{e1}^+ = S_{e1}, S_{dés} = 0$$

D'autre part : $\gamma_{e1}^+ = 0$, par conséquent $Q_1^+ = 0$

La puissance nécessaire pour achever la compensation est :

$$S_{comp} = S_{e1} \cdot THD_e^I \quad (II.134)$$

Le rapport de compensation entre la puissance apparente du filtre et la puissance fournie par la source est :

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{S_{comp}}{S_{e1}} = THD_e^I \quad (II.135)$$

Il est clair que le dimensionnement du filtre actif dépend uniquement du taux de distorsion harmonique dans le courant de charge. Le courant harmonique efficace égale au courant efficace injecté par le filtre pour assurer un courant purement sinusoïdal du côté source.

II.4.2.2 Compensation des harmoniques, des déséquilibres de courant et de la puissance réactive : charge nonlinéaire réactive et déséquilibrée

Dans ce cas on a les contraintes suivantes :

$$k_a \neq 1, k_b \neq 1, k_c \neq 1, k_a \neq k_b, k_a \neq k_c, k_c \neq k_b ; \\ \gamma_{a1} \neq 0, \gamma_{b1} \neq 0, \gamma_{c1} \neq 0, \gamma_{a1} \neq \gamma_{b1}, \gamma_{a1} \neq \gamma_{c1}, \gamma_{c1} \neq \gamma_{b1}$$

On déduit :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{des} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{2 \cdot (k_a^2 + k_b^2 + k_c^2) - \Delta\alpha} \\ S_{eD} = S_{e1} \cdot THD_e^I = V_1 \cdot I_1 \cdot THD_e^I \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{k_a^2 + k_b^2 + k_c^2} \\ Q_1^+ = S_{e1}^+ \sin(\gamma_{e1}^+) = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin(\gamma_{e1}^+) \cdot \sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + k_c^2) + \Delta\alpha} \\ \Delta\alpha = \sum_{\substack{i,j=a,b,c \\ i \neq j}} k_i k_j \cos(\gamma_{i1} - \gamma_{j1}) \\ \gamma_{e1}^+ = \text{artg} \left(\frac{k_a \sin \gamma_{a1} + k_b \sin \gamma_{b1} + k_c \sin \gamma_{c1}}{k_a \cos \gamma_{a1} + k_b \cos \gamma_{b1} + k_c \cos \gamma_{c1}} \right) \end{array} \right. \quad (II.136)$$

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + k_c^2) \left(2 + 3 \cdot THD_e^{I^2} + \sin^2(\gamma_{e1}^+) \right) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)} \quad (II.137)$$

Finalement, le rapport de puissance apparente est :

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + k_c^2) \left(2 + 3 \cdot THD_e^{I^2} + \sin^2(\gamma_{e1}^+) \right) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)}}{\sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + k_c^2) + \Delta\alpha}} \quad (II.138)$$

II.4.2.2.1 Déséquilibre en amplitude dans deux phases de la charge nonlinéaire

On a la simplification suivante :

$$k_a \neq 1, k_b \neq 1, k_c = 1, k_a \neq k_b; \gamma_{a1} = \gamma_{b1} = \gamma_{c1} = 0, \gamma_{e1}^+ = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{des} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{2 \cdot (k_a^2 + k_b^2 + 1) - \Delta\alpha} \\ \Delta\alpha = \sum_{\substack{i,j=a,b,c \\ i \neq j}} k_i k_j = 2 \cdot (k_a k_b + k_a + k_b) \end{array} \right. \quad (II.139)$$

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + 1) \left(2 + 3 \cdot THD_e^{I^2} \right) - \Delta\alpha} \quad (II.140)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + 1) \left(2 + 3 \cdot THD_e^{I^2} \right) - \Delta\alpha}}{\sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + 1) + \Delta\alpha}} \quad (II.141)$$

Pour la compensation du déséquilibre de charge sous une charge linéaire on aura :

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{2 \cdot (k_a^2 + k_b^2 + 1) - \Delta\alpha} \quad (II.142)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{2 \cdot (k_a^2 + k_b^2 + 1) - \Delta\alpha}}{\sqrt{(k_a^2 + k_b^2 + 1) + \Delta\alpha}} \quad (II.143)$$

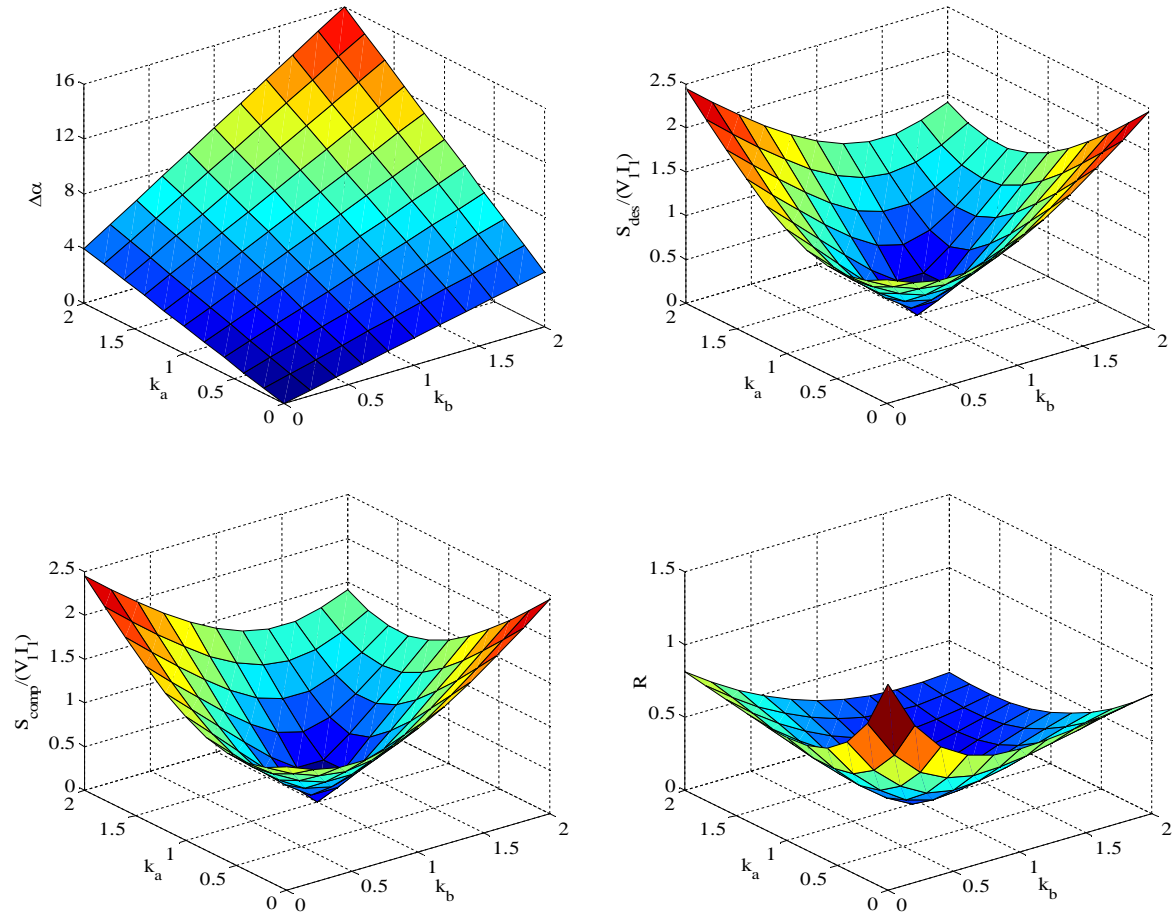


Fig II.18. Présentation des variables intermédiaires et le rapport de la puissance apparente.

II.4.2.2.2 Déséquilibre en phase dans deux phases de la charge nonlinéaire

On a la simplification suivante :

$$k_a = 1, k_b = 1, k_c = 1 ;$$

$$\gamma_{a1} \neq 0, \gamma_{b1} \neq 0, \gamma_{c1} = 0, I_{e1} = I_1$$

On déduit :

$$\begin{cases} S_{des} = V_1 I_1 \sqrt{6 - \Delta\alpha} \\ \Delta\alpha = 2 \cdot \cos(\gamma_{a1} - \gamma_{b1}) + 2 \cdot \cos(\gamma_{a1}) + 2 \cdot \cos(\gamma_{b1}) \\ Q_1^+ = S_{e1}^+ \sin(\gamma_{e1}^+) = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin(\gamma_{e1}^+) \cdot \sqrt{3 + \Delta\alpha} \\ \gamma_{e1}^+ = \text{artg} \left(\frac{\sin \gamma_{a1} + \sin \gamma_{b1}}{\cos \gamma_{a1} + \cos \gamma_{b1} + 1} \right) \end{cases} \quad (II.144)$$

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{3 \cdot \left(2 + 3 \cdot THD_e^2 + \sin^2(\gamma_{e1}^+) \right) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)} \quad (II.145)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{3 \cdot \left(2 + 3 \cdot THD_e^2 + \sin^2(\gamma_{e1}^+) \right) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)}}{\sqrt{3 + \Delta\alpha}} \quad (II.146)$$

Pour la compensation sous une charge linéaire on aura :

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{3 \cdot (2 + \sin^2(\gamma_{e1}^+)) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)} \quad (II.147)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{3(2 + \sin^2(\gamma_{e1}^+)) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)}}{\sqrt{3 + \Delta\alpha}} \quad (II.148)$$

Dans ce cas la puissance réactive est les composantes inverse et homopolaire du courant de charge sont compensées. Pour la compensation des composantes provoquant le déséquilibre des courants de la charge on aura :

$$S_{comp} = \sqrt{6 - 2 \cdot (\cos(\gamma_{a1} - \gamma_{b1}) + \cos(\gamma_{a1}) + \cos(\gamma_{b1}))} \quad (II.149)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{6 - 2 \cdot (\cos(\gamma_{a1} - \gamma_{b1}) + \cos(\gamma_{a1}) + \cos(\gamma_{b1}))}}{\sqrt{3 + 2 \cdot (\cos(\gamma_{a1} - \gamma_{b1}) + \cos(\gamma_{a1}) + \cos(\gamma_{b1}))}} \quad (II.150)$$

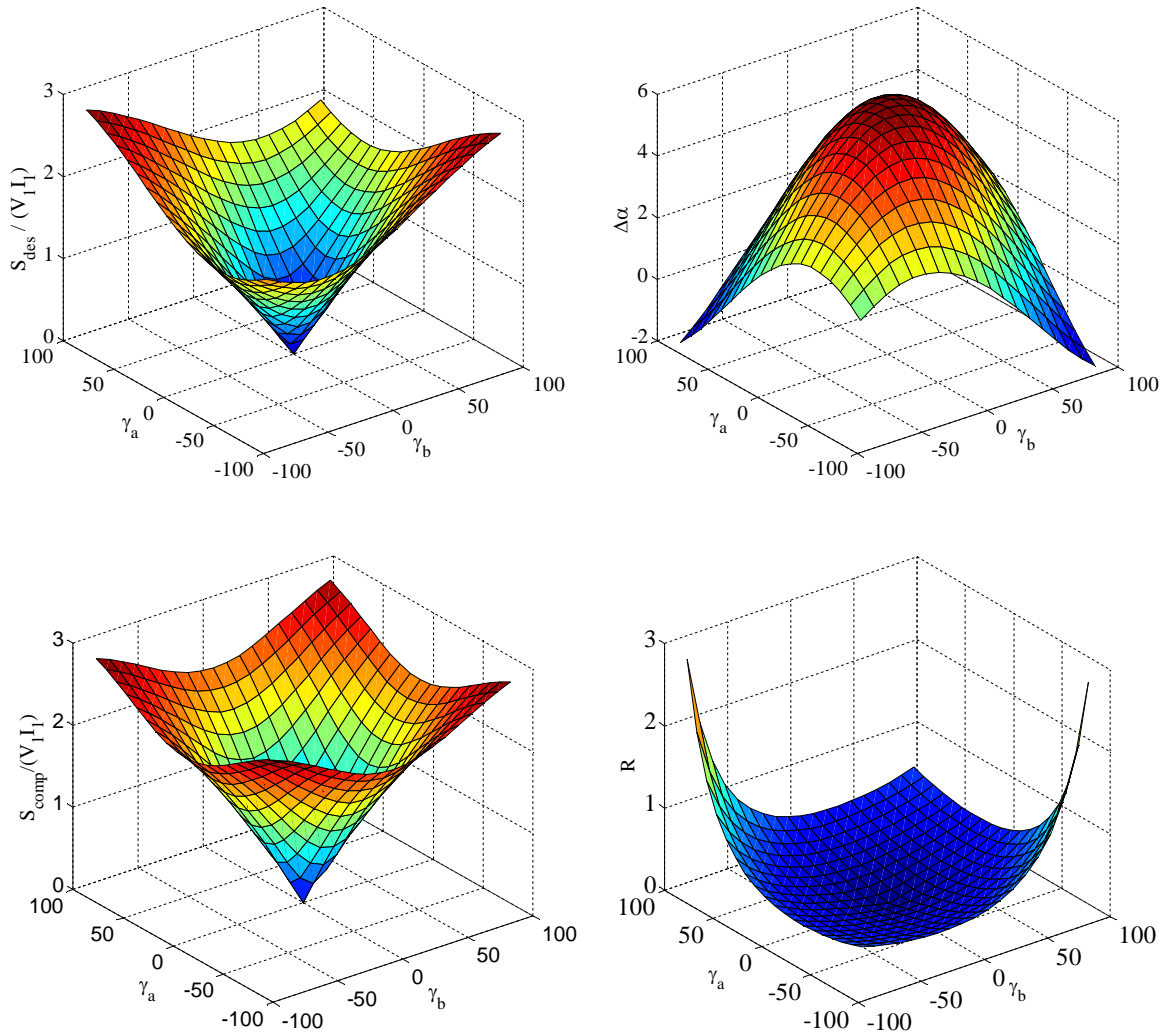


Fig II.19. Présentation des variables intermédiaires et le rapport de la puissance apparente.

II.4.2.2.3 Déséquilibre en phase et amplitude de deux phases différentes

On a la simplification suivante :

$$\begin{aligned} k_a &\neq 1, k_b = 1, k_c = 1 ; \\ \gamma_{a1} &= 0, \gamma_{b1} \neq 0, \gamma_{c1} = 0 \end{aligned}$$

On déduit :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{des} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{2 \cdot (k_a^2 + 2) - \Delta\alpha} \\ Q_1^+ = S_{e1}^+ \sin(\gamma_{e1}^+) = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin(\gamma_{e1}^+) \cdot \sqrt{k_a^2 + 2 + \Delta\alpha} \\ \gamma_{e1}^+ = \text{artg} \left(\frac{\sin \gamma_{b1}}{k_a + \cos \gamma_{b1} + 1} \right) \\ \Delta\alpha = 2 \cdot k_a \cos(\gamma_{b1}) + 2 \cdot k_a + 2 \cdot \cos(\gamma_{b1}) \end{array} \right. \quad (II.151)$$

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{(k_a^2 + 2) \cdot (2 + 3 \cdot THD_e^{I^2} + \sin^2(\gamma_{e1}^+)) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)} \quad (II.152)$$

Finalement le rapport de puissance apparente est :

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{(k_a^2 + 2) \cdot (2 + 3 \cdot THD_e^{I^2} + \sin^2(\gamma_{e1}^+)) + \Delta\alpha \cdot (\sin^2(\gamma_{e1}^+) - 1)}}{\sqrt{k_a^2 + 2 + \Delta\alpha}} \quad (II.153)$$

Pour la compensation des composantes de déséquilibre et les harmoniques uniquement on aura :

$$S_{comp} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{(k_a^2 + 2)(2 + 3 \cdot THD_e^{I^2}) - \Delta\alpha} \quad (II.154)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{(k_a^2 + 2)(2 + 3 \cdot THD_e^{I^2}) - \Delta\alpha}}{\sqrt{(k_a^2 + 2) + \Delta\alpha}} \quad (II.155)$$

Pour assurer la compensation sous une charge linéaire:

$$S_{comp} = S_{des} = V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{2 \cdot k_a^2 - 2 \cdot k_a \cos(\gamma_{b1}) - 2 \cdot k_a - 2 \cdot \cos(\gamma_{b1}) + 4} \quad (II.156)$$

$$R = \frac{S_{comp}}{S_{e1}^+} = \frac{\sqrt{2 \cdot k_a^2 - 2 \cdot k_a \cos(\gamma_{b1}) - 2 \cdot k_a - 2 \cdot \cos(\gamma_{b1}) + 4}}{\sqrt{(k_a^2 + 2) + \Delta\alpha}} \quad (II.157)$$

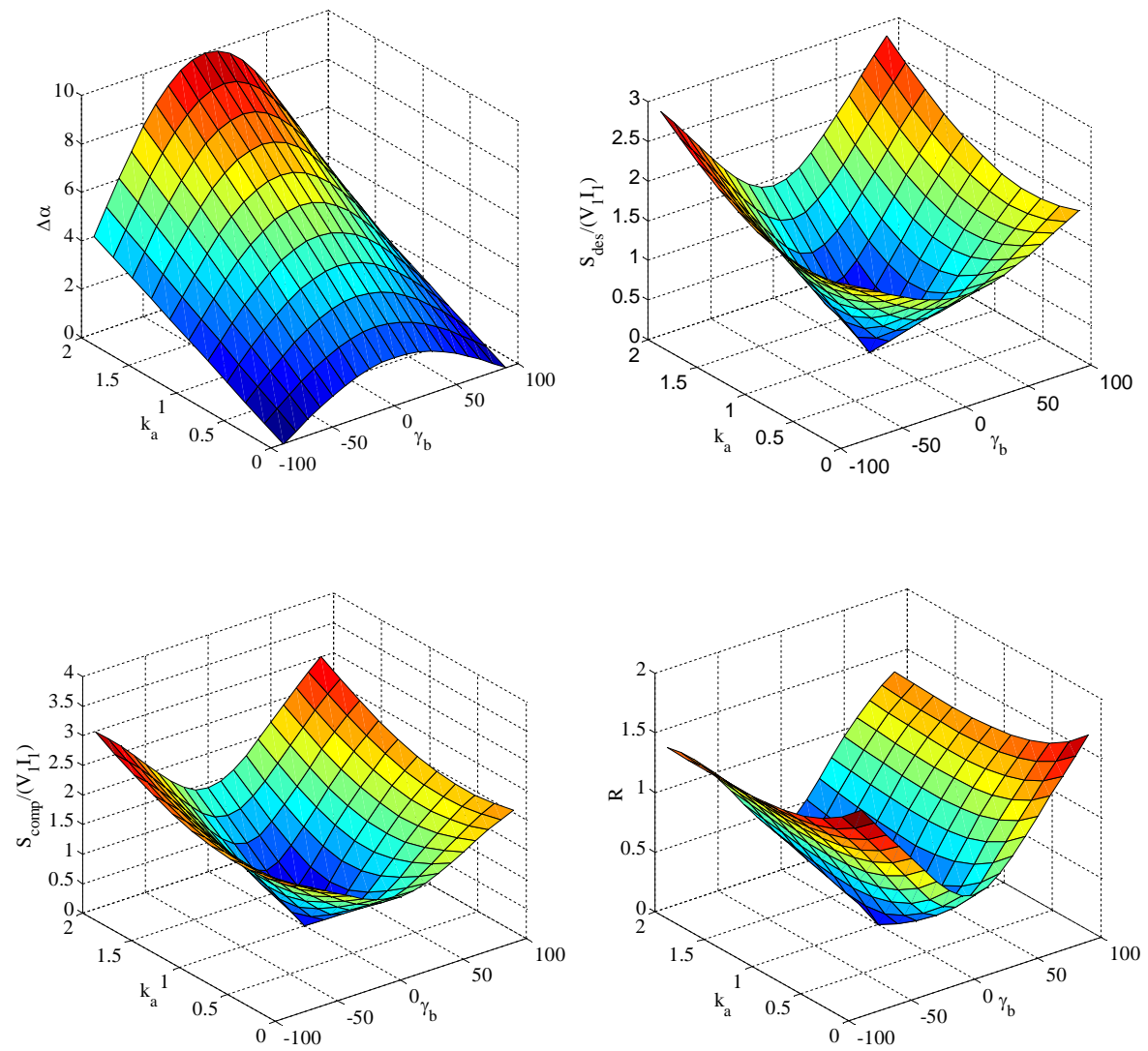


Fig II.20. Présentation des variables intermédiaires et le rapport de la puissance apparente.

II.5 Résultats de Simulation

II.5.1 Compensation dans un milieu des tensions équilibrées non polluées

II.5.1.1 Compensation des courants harmoniques

Dans ce cas l'objectif du filtre actif parallèle est la compensation des courants harmoniques générés par une charge non linéaire constituée par un pont de Graetz triphasé alimentant une charge (R ou RL). La figure II.21 présente le principe d'identification des courants de référence à partir des puissances de références en utilisant la théorie pq . Le choix de ces puissances se repose sur les contraintes imposées par le type de compensation à achever, pour assurer la compensation des harmonique, ces puissances peuvent être choisies selon l'expression suivante:

$$\begin{cases} p_{ref} = \tilde{p} - p_{pertes} - p_{dc} \\ q_{ref} = \tilde{q} \end{cases} \quad (II.158)$$

Où la puissance p_{dc} est la puissance nécessaire pour maintenir la tension aux bornes de DC-link constante, c'est une puissance active qui impose à la source des courants non déphasés après compensation pour annuler l'absorption de la puissance réactive. p_{pertes} est une puissance due aux pertes dans le filtre de sortie et dans l'onduleur, généralement est négligée surtout pour les puissances modérées.

Sans compensation les puissances écoulées de la source vers la charge sont données par l'expression:

$$\begin{cases} p_s = \bar{p} + \tilde{p} \\ q_s = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (II.159)$$

Le rôle du filtre actif parallèle de puissance est fixé pour assurer la compensation des courants harmoniques, donc il doit fournir la puissance oscillatoire active \tilde{p} et la puissance oscillatoire réactive \tilde{q} (Fig. II.29) et (Fig. II.37), alors que la source assure la fourniture des composantes continues et les deux puissances p_{dc} et p_{pertes} :

$$\begin{cases} p_s = p_{dc} + p_{perte} + \bar{p} \\ q_s = \bar{q} \end{cases} \quad (II.160)$$

Les figures II.22 et II.30 présentent la compensation des courants harmoniques de la phase « a », on remarque que les courants de référence identifiés à partir de la stratégie utilisée sont superposés avec les courants injectés par le filtre actif dans le réseau, d'autre part les courants de source après compensation suivent les courants théorique compensés. Le contenu en harmonique est presque nul, les Fig. II.23 et Fig. II.31 présentent l'analyse spectrale en fréquence des courants de source avant et après compensation ainsi que les courants injectés par le filtre, on constate à partir des Fig. II.24 et Fig. II.32 que le THD des courants de source passe d'environ 31% à 4% après compensation ce que présente une bonne amélioration de la qualité du courant dans le réseau d'alimentation. Le THD des courants théoriques de source a les valeurs 0.75% et 1,25% respectivement (R et RL), ces valeurs peuvent être nulles uniquement si on peut arriver à utiliser des filtres passe-bas parfaits pour l'extraction des composantes continues \bar{p} et \bar{q} . D'autre part, ces valeurs sont inférieures aux THD des courants de source après compensation, cette différence est expliquée par l'existence d'une enveloppe autour du courant de source qui est due principalement

aux composantes harmoniques de haute fréquence générées par la fréquence de commutation. Un choix convenable de la valeur de l'inductance du filtre de sortie permet de réduire ces composantes harmoniques et d'éliminer le déphasage entre le courant de référence et le courant injecté, ce qui améliore les performances du filtre. On remarque aussi l'existence de certains pics tolérables qui sont dus à la valeur élevée du gradient du courant causé par la variation brusque de ce dernier.

Les figures II.25 et II.33 présentent les courants de la source avant et après compensation. Il est bien clair que les courants de source sont équilibrés et ont une forme sinusoïdale, les déphasages entre ces courants et les tensions de source correspondantes sont ainsi nulles, c-à-d un facteur de puissance unitaire (Fig. II.26) et (Fig. II.34). Le comportement de compensation du filtre actif shunt dans le plan $\alpha\beta$ est représenté dans Fig. II.27 et Fig. II.35 où le phénomène d'apparition des composantes de hautes fréquences est clarifié par une enveloppe autour du courant injecté par le filtre et le courant de source après compensation.

Les figures II.28 et II.36 présentent la variation du courant dans la partie continue de L'onduleur I_{dc} avec une valeur moyenne nulle, la tension aux bornes de DC-link $(C_{dc})U_{dc}$ qui oscille autour de la valeur de référence et la puissance p_{dc} absorbée du réseau pour permettre au DC-link d'avoir une tension presque constante et de compenser la puissance fournie par le filtre pour assurer une bonne compensation (Fig. II.29 et Fig. II.37).

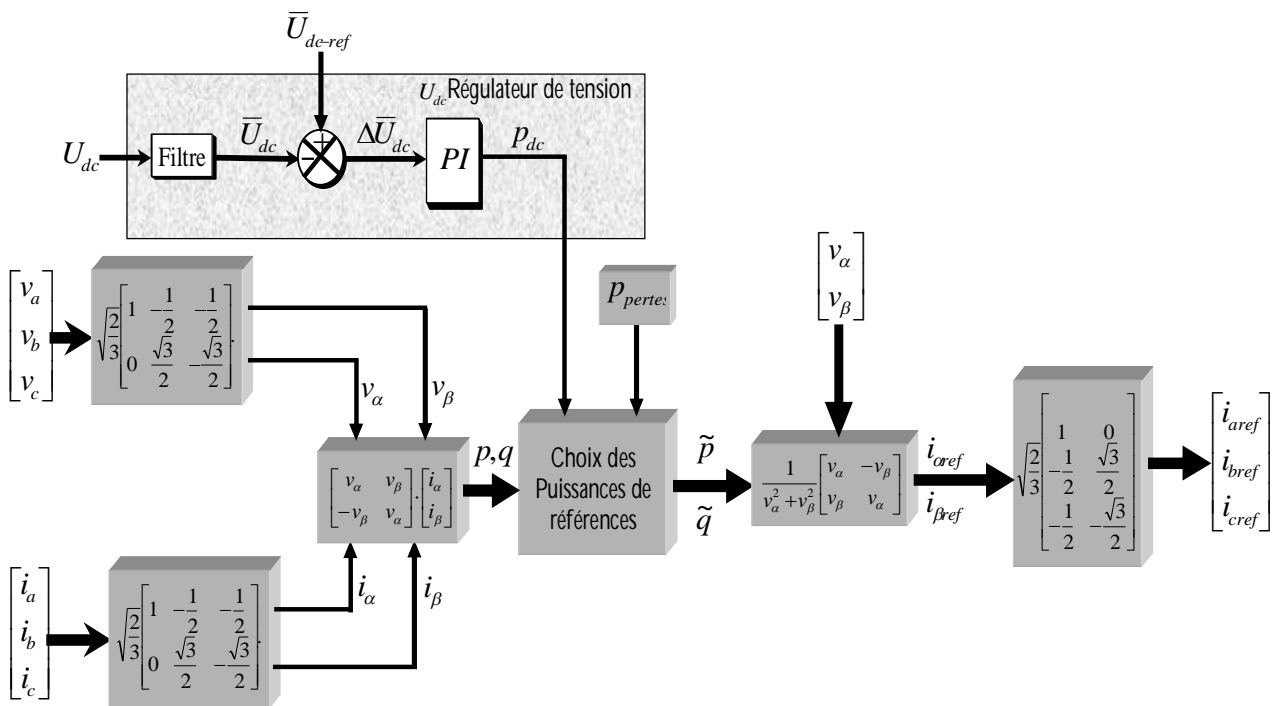


Fig. II.21. Méthode d'identification des courants de référence.

II.5.1.1.1 Résultats de simulation pour une charge non linéaire : Un redresseur non commandé alimentant une charge R

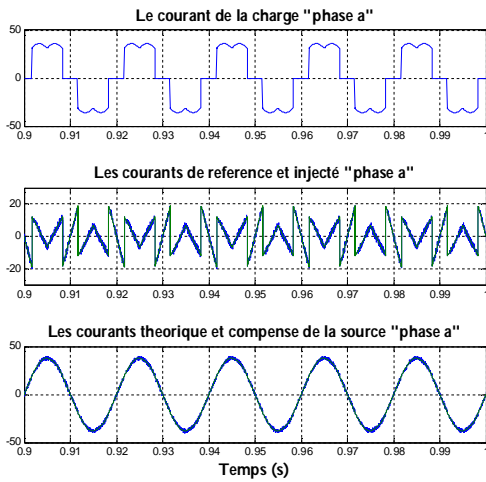


Fig. II.22. Compensation du courant de source.

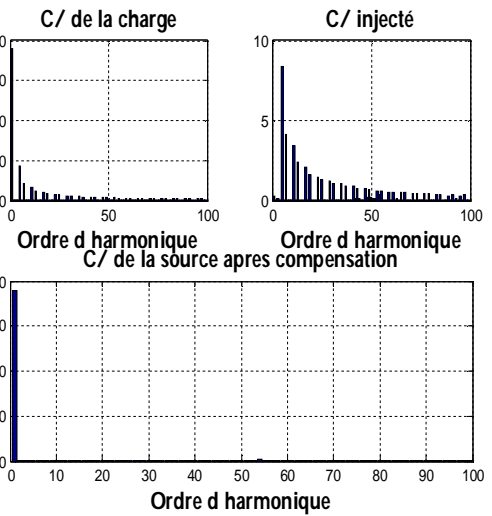


Fig. II.23. Spectre en harmoniques des courants.

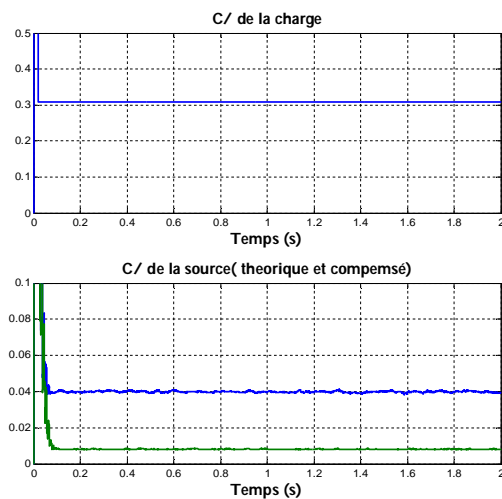


Fig. II.24. THD des courant de charge et de source.

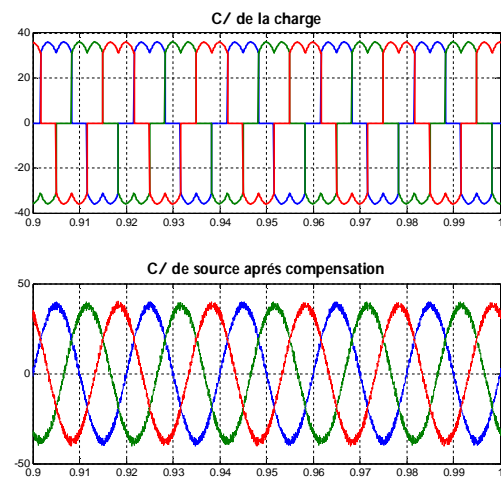


Fig. II.25. Compensation des courants de source.

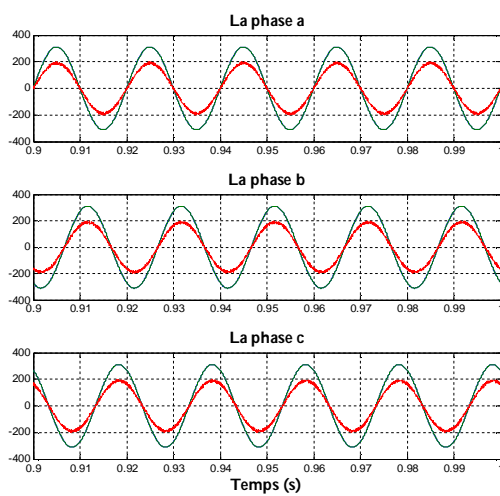


Fig. II.26 Courants et tensions de source.

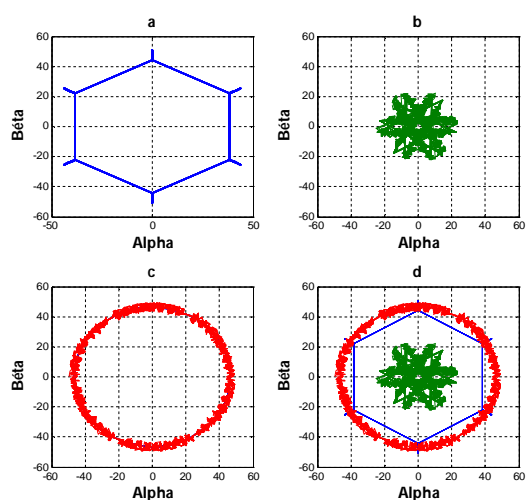


Fig. II.27. Présentation des courants dans le repère $\alpha\beta$.

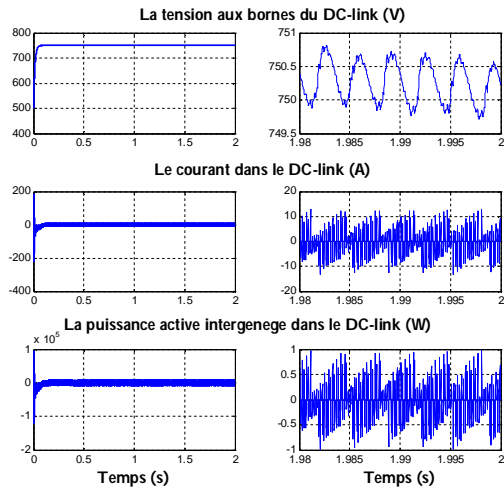


Fig. II.28. Comportement du DC-link.

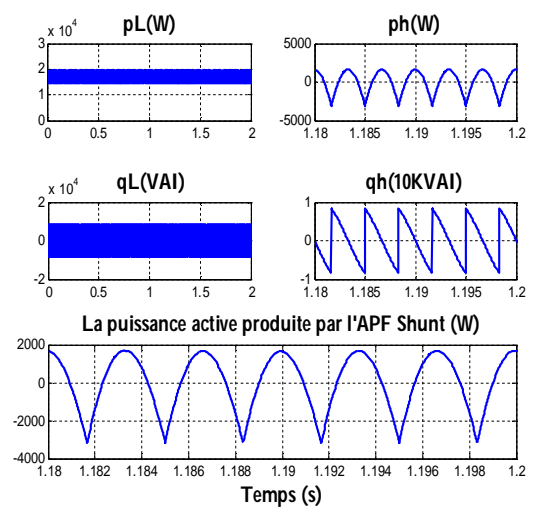


Fig. II.29. Présentation des puissances.

II.5.1.1.2 Résultats de simulation pour une charge non linéaire : Un redresseur non commandé alimentant une charge RL.

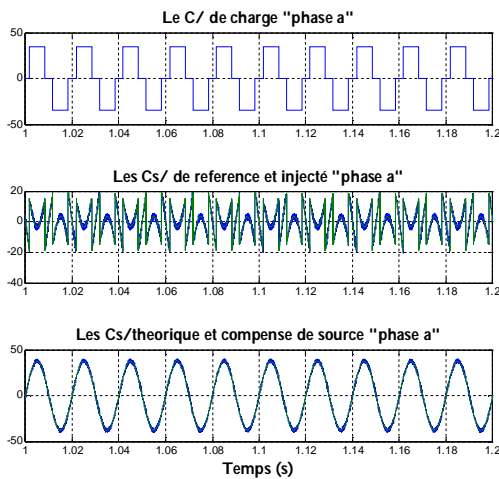


Fig. II.30. Compensation du courant de source.

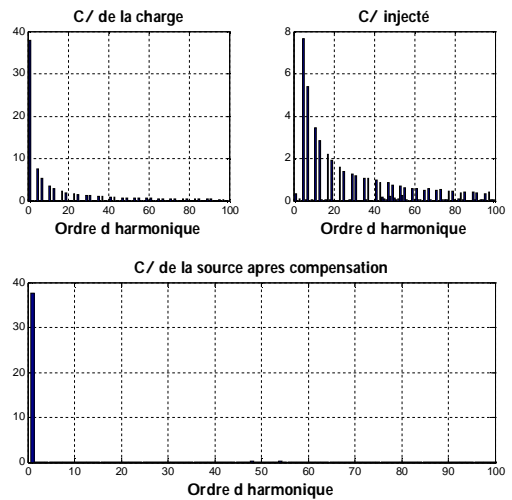


Fig. II.31. Spectre en harmoniques des courants.

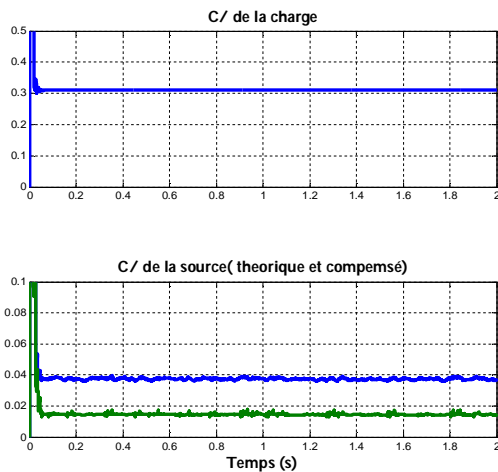


Fig. II.32. THD des courants de charge et de source.

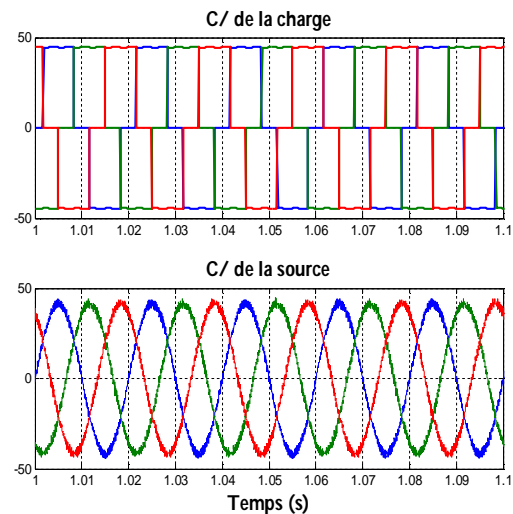


Fig. II.33. Compensation des courants de source.

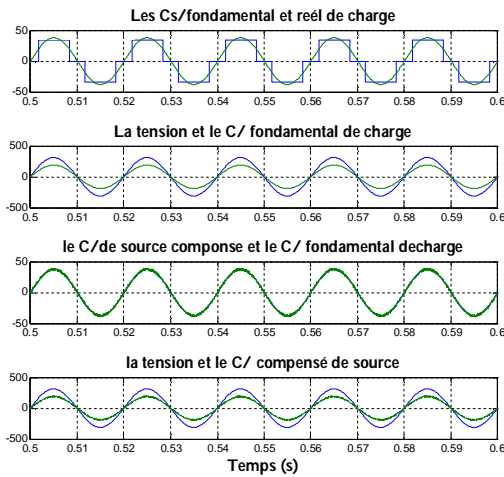


Fig. II.34. Courants et tensions de source. Phase « a » .

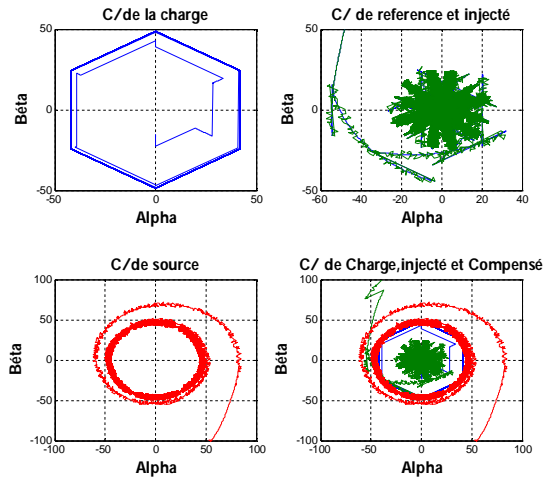


Fig. II.35. Présentation des courants dans le repère $\alpha\beta$.

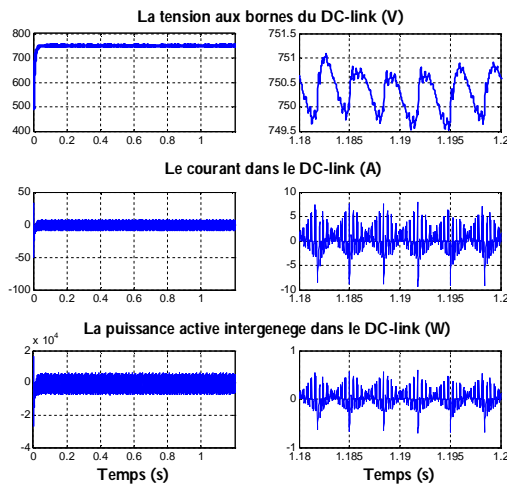


Fig. II.36. Comportement du DC-link.

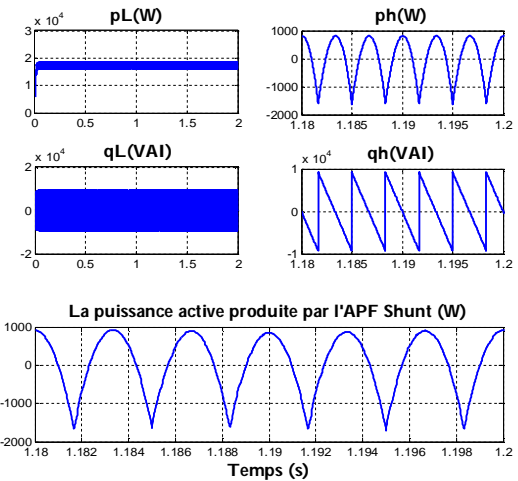


Fig. II.37. Présentation des puissances.

II.5.1.2 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive

Pour montrer l'efficacité du filtre actif parallèle présenté dans ce chapitre, on propose de vérifier ces comportements de compensation vis-à-vis les harmoniques des courants et la puissance réactive sous différentes charges. Les puissances de référence sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} p_{ref} = \bar{p} - p_{pertes} - p_{dc} \\ q_{ref} = q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (II.161)$$

De telles sortes que les puissances écoulées de la source vers la charge après compensation puissent répondre à l'expression suivante :

$$\begin{cases} p_s = \bar{p} + p_{dc} + p_{perte} \\ q_s = 0 \end{cases} \quad (III.162)$$

La simulation a été faite en trois applications selon le type de charge.

II.5.1.2.1 une charge nonlinéaire permanente a absorption réactive.

La charge est un redresseur commandé PD3 ($\alpha = 30^\circ$) alimentant une charge inductive. Il est clair que l'angle de commande va introduire un décalage angulaire entre les tensions et les courants de source, se qui donne naissance à une puissance réactive supplémentaire, dans Fig. II.38 (l'échelle de la tension est divisé par 5) le fondamental du courant et la tension correspondante sont présentés, où le déphasage entre eux est remarquable dans chaque phase, après compensation on remarque que ce déphasage est éliminé (Fig. II.38).

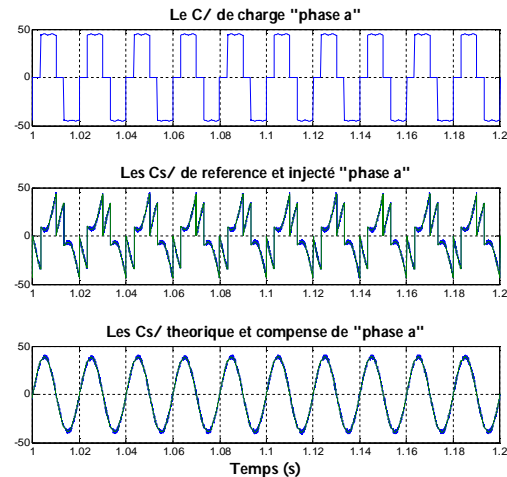
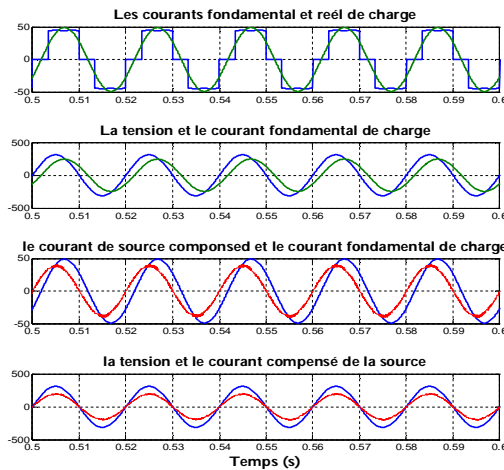


Fig. II.38. Le courant et la tension phase « a ». Fig. II.39. Courants de charge, injecté et de source.

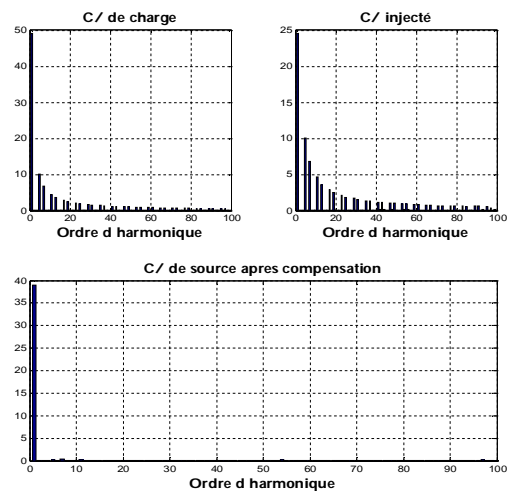
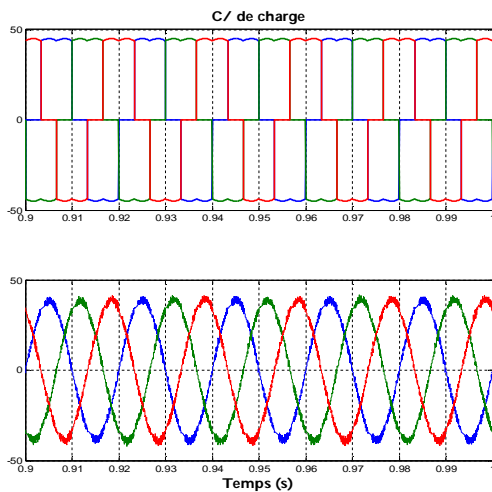


Fig. II.40. Compensation des courants de source. Fig. II.41. Spectres en harmoniques des courants.

Un détail sur la phase « a » est présenté dans Fig II.39. D'autre part Fig. II.40 présente les courants de source avant et après compensation, où ils sont dépourvus des composantes harmonique gênantes (Fig. II.41), ceci est aussi expliqué par une nette amélioration du THD de 30.98 à 3.88 (Fig. II.42), ainsi que l'amplitude du courant est réduit de 49.20 A à 38.90 A, cette déférence est due a la composante réactive du courant. La tension aux bornes du DC-link est maintenue autour de sa valeur de référence grâce à la puissance absorbée a partir de la source. Le comportement des trois paramètres du DC-link a savoir la tension, le courant et la puissance sont présentés dans Fig. II.44. Les contenus des composantes oscillatoires dans la puissance active et réactive absorbés par la charge obtenue à partir des filtres passe-bas sont présentés dans Fig. II.45. Dans la même figure la variation temporelle de la puissance du filtre actif de puissance est présentée, on note que cette puissance dépend de la puissance nécessaire pour maintenir la tension du DC-link à une valeur égale à la tension de référence avec une erreur tolérable minimisée. Enfin, les courants de la charge, les

courants injectés par le filtre et le courant de source après compensation dans le plan $\alpha\beta$ sont représentés dans (Fig.II.43). Une forme circulaire du courant de source avec la moindre largeur de l'enveloppe des harmoniques est expliquée par une bonne compensation du filtre actif de puissance utilisé.

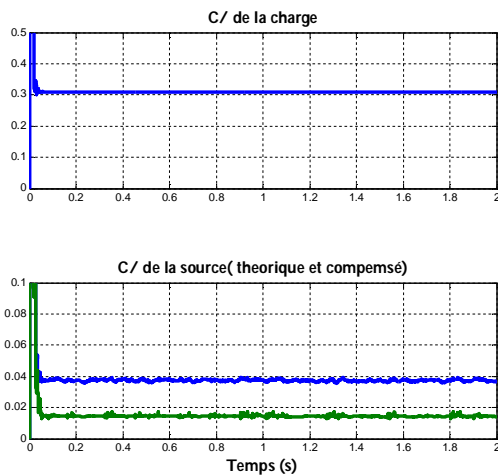


Fig. II.42. THD des courants avant et après compensation.

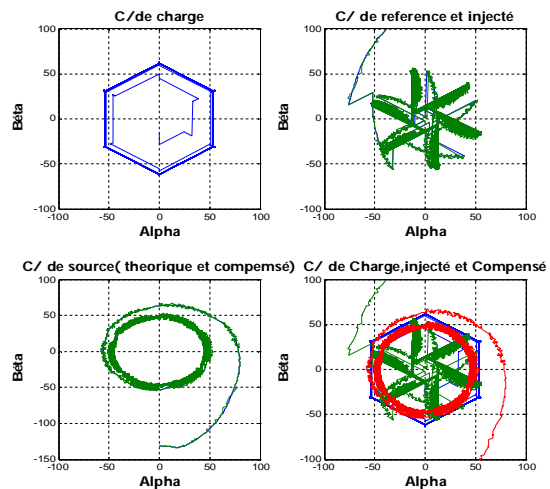


Fig. II.43. Présentation des courants dans le repère $\alpha\beta$.

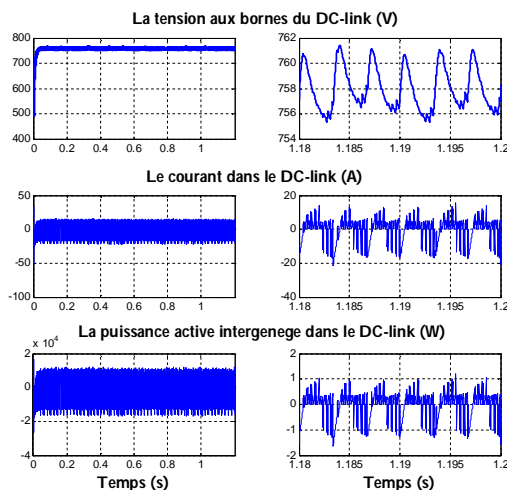


Fig. II.44. Comportement du DC-link.

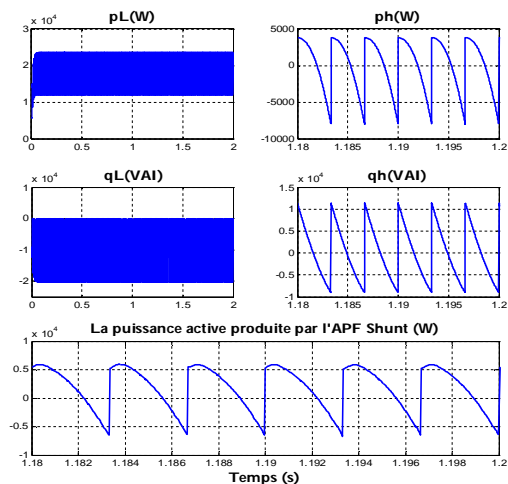


Fig. II.45. Présentation des puissances.

II.5.1.2.2 Une charge variable (linéaire et non linéaire)

Pour montrer la robustesse du filtre actif utilisé ainsi que sa commande, on utilise des charges variables. Initialement ($t = 0s$) une charge non linéaire constituée par un redresseur commandé ($\alpha = 30^\circ$) est connectée, puis on branche une charge linéaire à absorption réactive RL (Fig.II.46). On remarque que le filtre actif rejoint rapidement le courant de référence, par conséquent le courant de la source est resté quasiment sinusoïdal avec une variation d'amplitude causée par la variation de la charge, le comportement de la phase « a » est représenté dans Fig.II.47. Le THD du courant de source est aussi amélioré proportionnellement au THD du courant de charge (Fig.II.48). Les courants de source restent en phase avec les tensions de source, même avec le branchement d'une charge inductive (Fig.II.49). Dans la figure (Fig.II.50), il est important de noter que les puissances oscillantes active et réactive restent les mêmes puisqu'elles sont dues uniquement aux charges non linéaires.

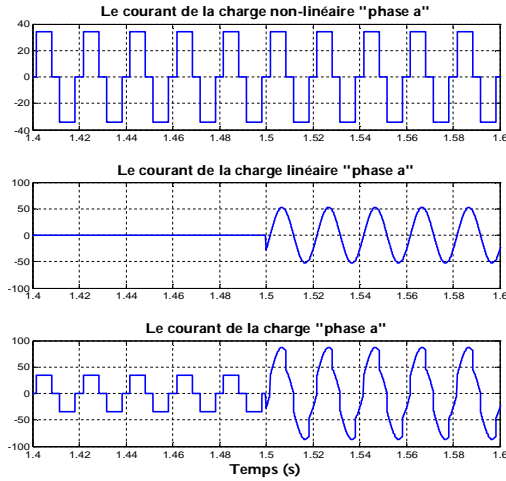


Fig. II.46. Les courants de charge.

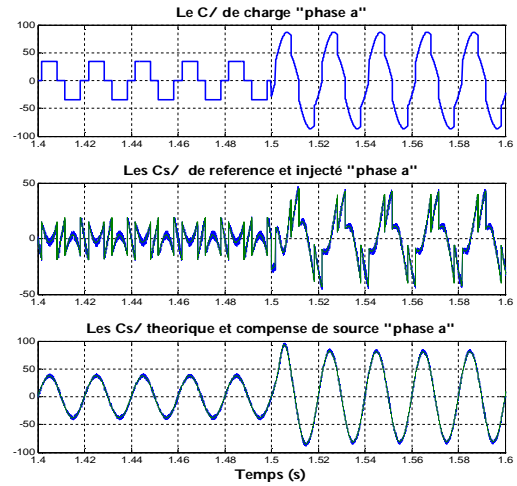


Fig. II.47. Comportement du courant (charge, injecté et source).

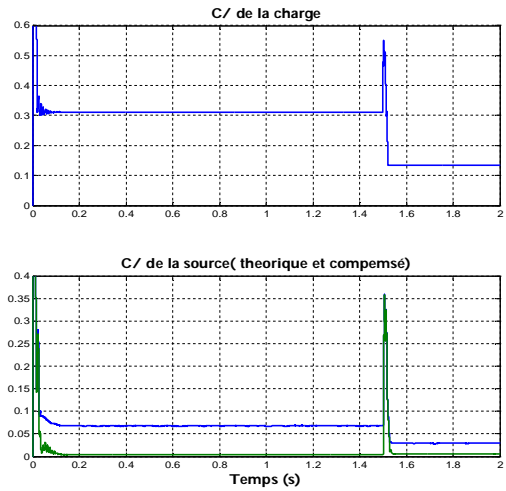


Fig. II.48. THD des courants avant et après compensation phase « a ».

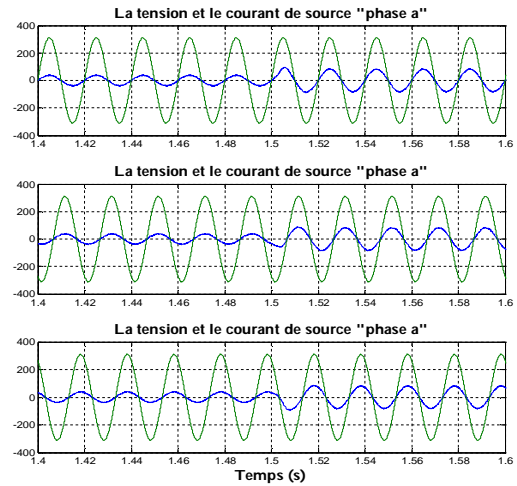


Fig. II.49. Les courants et tensions après compensation.

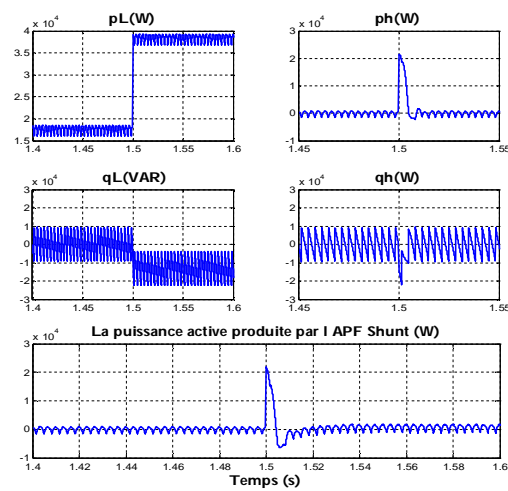


Fig. II.50. Présentation des puissances.

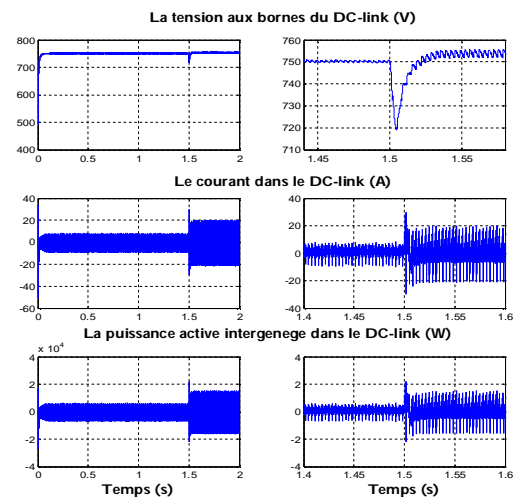


Fig. II.51. Comportement du DC-link.

D'autre part, les composantes continues des deux puissances varient selon les caractéristiques réactives de la charge branchée, ceci influe aussi sur la puissance active et le courant dans le DC-link. Aussi, la tension du DC-link retrouve sa valeur grâce au régulateur utilisé, sa variation durant le régime transitoire est due essentiellement à la nature de la charge branchée (Fig.II.51). Dans les figures (Fig.II.52 et Fig.II.53), les courants de source avant et après compensation sont représentés ainsi que leurs allures dans le plan $\alpha\beta$ et ainsi ils montrent la bonne compensation du filtre actif proposé.

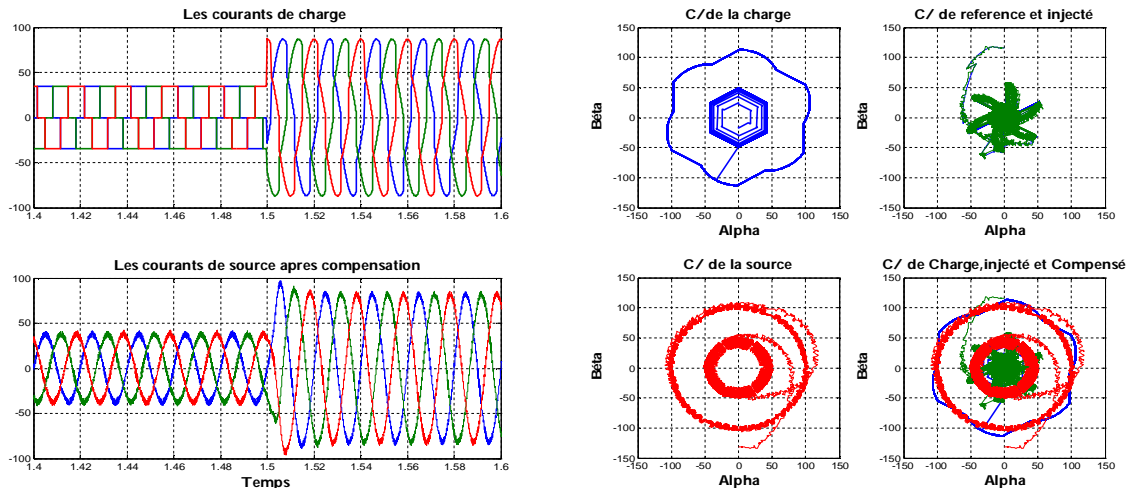


Fig. II.52. Compensation des courants de source. Fig. II.53. Présentation des courants dans le repère $\alpha\beta$.

II.5.1.2.3 Une charge variable (non linéaire)

La charge est un redresseur commandé alimentant une charge RL identique à la précédente, dans cette application l'angle de commande varie selon la séquence $\alpha(0) = 0^\circ$, $\alpha(1s) = 30^\circ$ et $\alpha(1,5s) = 35^\circ$ (Fig.II.59). On sait qu'avec l'augmentation de l'angle de commande l'amplitude du courant absorbé par phase à partir de la source diminue, tant que la charge et le système des tensions de la source sont équilibrés. Les Figures II.54 et II.55 visualisent le comportement des courants de charge et de source de la phase « a » durant le changement de l'angle de commande $\alpha(1s) = 30^\circ$ et $\alpha(1,5s) = 45^\circ$ respectivement. Le courant de source garde la forme sinusoïdale avec un déphasage nul avec la tension de source correspondante, donc la compensation des harmoniques ainsi que la compensation de la puissance réactive engendrée par l'angle de commande est bien assurée par le filtre actif de puissance avec un THD très acceptable (Fig.II.60, Fig. II.61). La représentation des courants des trois phases de la charge et de source (Fig.II.56 et Fig.II.57) montre la bonne réaction du filtre actif face à la variation de l'angle de commande. On remarque que la puissance active diminue avec l'augmentation de l'angle de commande contrairement à la puissance réactive imaginaire qui augmente en valeur absolue. L'amplitude d'oscillation de la puissance active de référence du filtre actif augmente aussi avec l'augmentation de l'angle de commande en gardant toujours la périodicité qui dépend uniquement de la nature des harmoniques générées par la charge non linéaire (Fig.II.62). La tension aux bornes du DC-link reste autour de la valeur de référence avec de légères oscillations aux instants de variation de l'angle de commande, mais elle récupère sa valeur du régime permanent rapidement. De plus pour assurer une bonne compensation, les amplitudes du courant et de la puissance interchangeée dans le DC-link augmentent selon les contraintes imposées par la variation de charge (Fig.II.63).

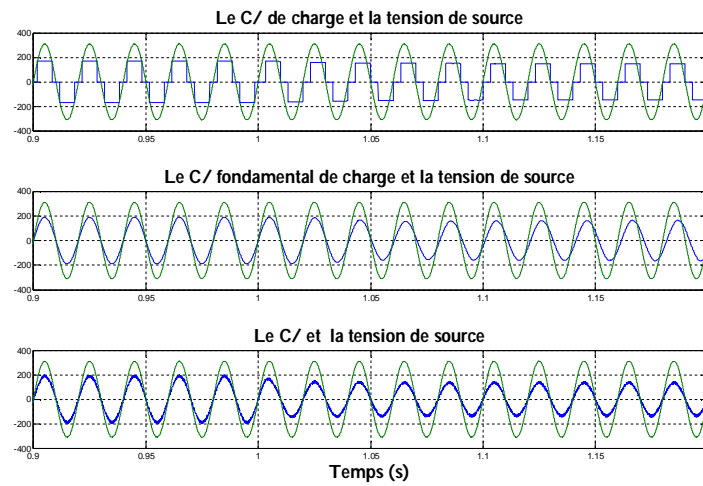


Fig. II.54. Courant et tension avant et après compensation phase « a » .

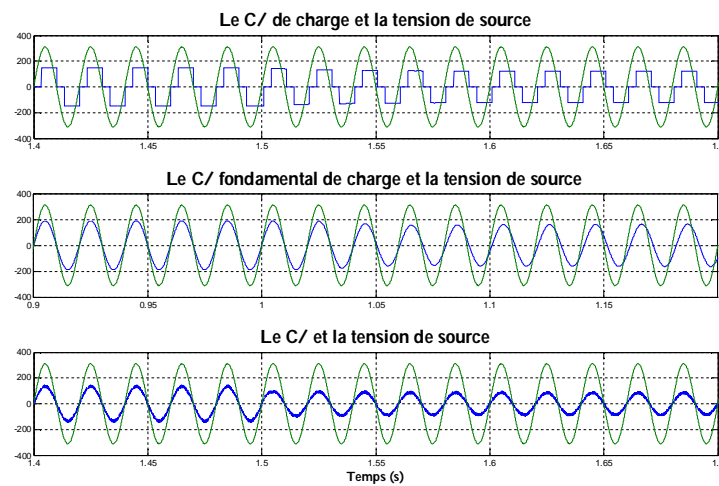


Fig. II.55. Courant et tension avant et après compensation phase « a » .

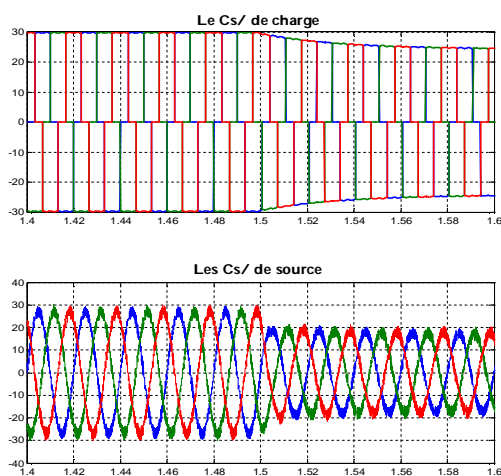
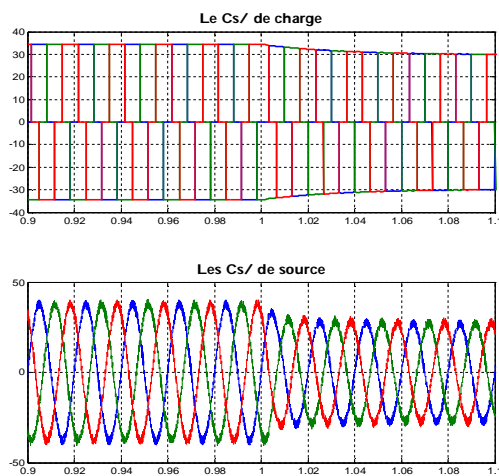


Fig. II.56. Compensation des courants de source. Fig. II.57. Compensation des courants de source.

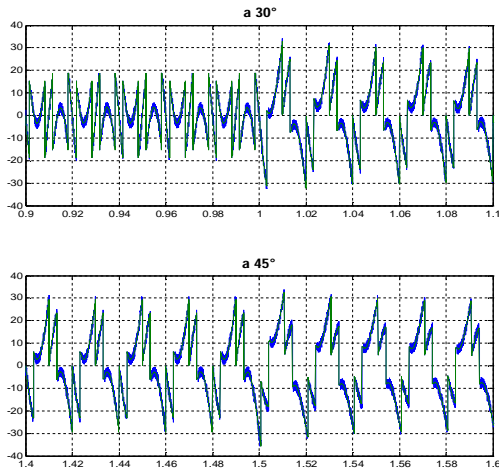


Fig. II.58. Courants injectés par l'APF.

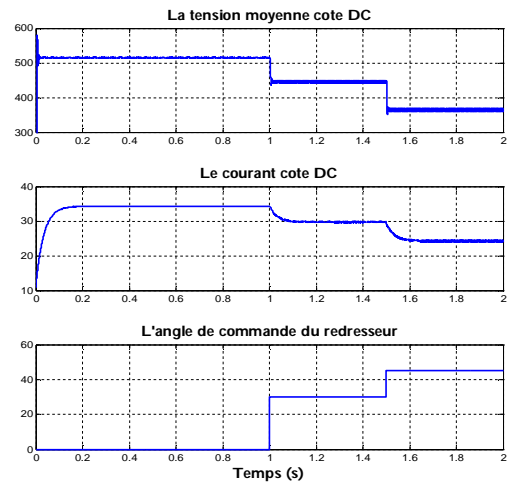


Fig. II.59. Comportement du DC-link.

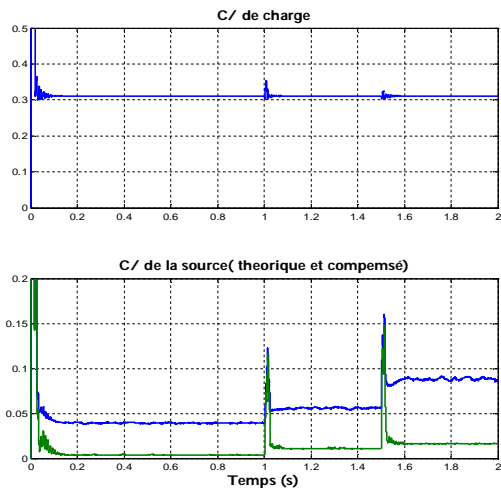


Fig.II.60. THD des courants avant et après compensation.

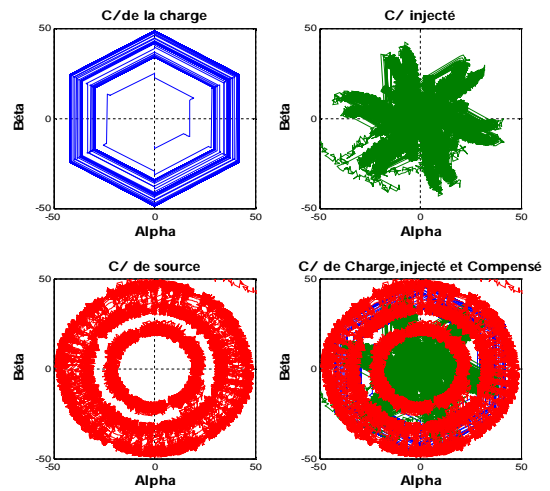


Fig.II.61. Présentation des courants dans le repère $\alpha\beta$.

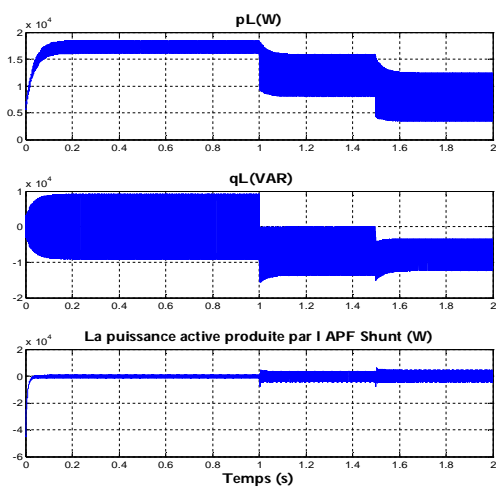


Fig. II.62. Présentation des puissances.

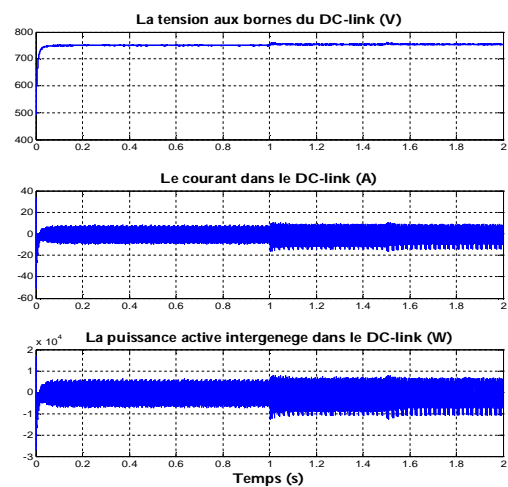


Fig. II.63. Comportement du DC-link.

II.5.2 Compensation dans un milieu déséquilibré et/ou pollué

La méthode d'identification des références par les puissances instantanées exige que la source d'alimentation soit sinusoïdale et équilibrée. Pour surmonter ce problème, et afin de valider le fonctionnement de filtre actif parallèle sous les différentes contraintes de déséquilibres et pollution de la tension du réseau électrique, on propose un système à base de PLL (Phase Locked Loop ou boucle à verrouillage de phase), il permet d'extraire la composante fondamentale de la séquence directe utilisée pour l'identification des courants de référence selon les différentes perturbations produites par la charge.

II.5.2.1 Principe de fonctionnement du système PLL

Les recherches sur les techniques à base de PLL ne cessent d'apporter des améliorations pour surmonter les problèmes de déséquilibre et de pollution harmonique [147-159]. Dans notre étude on utilise un système PLL basé sur le principe de synchronisation des fréquences pour permettre l'extraction de la composante fondamentale du système direct d'un système triphasé déséquilibré et pollué quelconque (Fig. II.64). Son principe de fonctionnement est basé sur une transformation d'un système de tensions V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} en un système à trois composantes directe, quadrature et homopolaire, en utilisant la transformé de Park à base d'un angle estimé $\hat{\theta}$. Le circuit PLL est verrouillé si $\hat{\theta} \neq \theta$, où θ est l'angle de la tension du réseau.

Dans le cas général d'un système de tensions polluées et déséquilibrées, on aura :

$$\begin{cases} V_{sa}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{am,i} \sin(\theta_i + \phi_{ai}) \\ V_{sb}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{bm,i} \sin\left(\theta_i + \phi_{bi} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{cm,i} \sin\left(\theta_i + \phi_{ci} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.163)$$

où ces tensions peuvent être écrites en fonction des composantes symétriques:

$$\begin{cases} V_{sa}(t) = \sqrt{2}V_0 \sin(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sqrt{2}V_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n}) \\ V_{sb}(t) = \sqrt{2}V_0 \sin(\omega_n t + \phi_{0n} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n} + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc}(t) = \sqrt{2}V_0 \sin(\omega_n t + \phi_{0n} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n} - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.164)$$

En utilisant la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.165)$$

Après transformation on aura :

$$V_{sd} = \sqrt{3} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -V_{+n} \sin(\hat{\theta} - \theta_n) + \sum_{n=1}^{\infty} V_{-n} \sin(\hat{\theta} + \theta_n) \right] \quad (II.166)$$

$$V_{sq} = -\sqrt{3} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{+n} \cos(\hat{\theta} - \theta_n) - \sum_{n=1}^{\infty} V_{-n} \cos(\hat{\theta} + \theta_n) \right] \quad (II.167)$$

On propose d'écrire ces tensions de la manière suivante :

$$V_{sd} = V_{sdf} + \tilde{V}_{sd} \quad (II.168)$$

$$V_{sq} = V_{sqf} + \tilde{V}_{sq} \quad (II.169)$$

avec :

$$V_{sdf} = V_{sdf+} + V_{sdf-} = \sqrt{3} \left\{ -V_{+1} \sin(\hat{\theta} - \theta) + V_{-1} \sin(\hat{\theta} + \theta) \right\} \quad (II.170)$$

$$V_{sqf} = V_{sqf+} + V_{sqf-} = \sqrt{3} \left\{ -V_{+1} \cos(\hat{\theta} - \theta) + V_{-1} \cos(\hat{\theta} + \theta) \right\} \quad (II.171)$$

où :

- V_{sdf} : La composante fondamentale directe;
- \hat{V}_{sd} : Les harmoniques de la composante directe ;
- V_{sqf} : La composantes fondamentale quadratique ;
- \hat{V}_{sq} : Les harmoniques de la composante quadratique ;
- V_{sdf+} : La composante fondamentale directe due à la composante symétrique positive ;
- V_{sdf-} : La composante fondamentale directe due à la composante symétrique négative ;
- V_{sqf+} : La composante fondamentale quadrature due à la composante symétrique positive ;
- V_{sqf-} : La composante fondamentale quadrature due à la composante symétrique négative ;

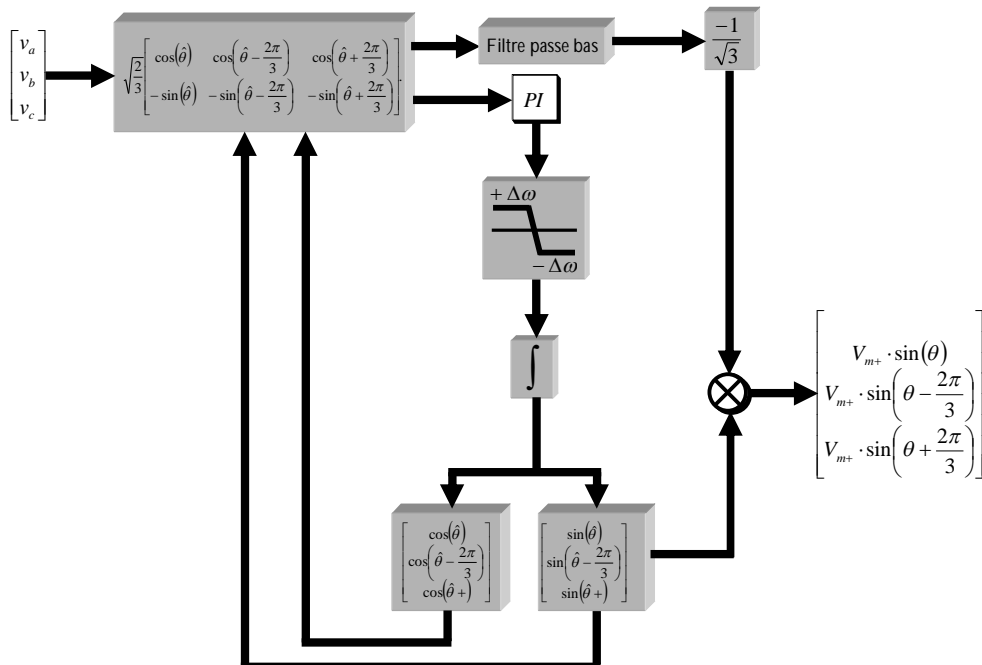


Fig. II.64. Principe de fonctionnement de la PLL.

Le rôle du PLL est d'extraire les composante V_{sdf+} et V_{sqf+} est de faire égaliser l'angle estimé à l'angle du fondamental de la tension du réseau ($\hat{\theta} = \theta$). Si la tension du réseau est saine, sinusoïdale et équilibrée on aura :

$$V_{sd} = 0 \quad (II.172)$$

$$V_{sq} = -\sqrt{3}V_{+1} \quad (II.173)$$

De l'équation (II.172), on remarque que pour obtenir, dans le même temps, l'angle et l'amplitude de la composante directe de tension, la tension directe V_{sd} doit être nulle. Cela implique que la tension directe de référence V_{sd-ref} soit nulle. Le PLL garde toujours l'erreur entre V_{sd-ref} et V_{sd} nulle, on peut utiliser un régulateur PI pour satisfaire cette condition. En utilisant la transformation inverse de Park, on aura la tension fondamentale de la composante directe (positive).

II.5.2.2 Compensation dans un milieu de tensions déséquilibrées

Nous nous proposons d'exprimer les tensions du réseau dans la formulation suivante:

$$\begin{cases} V_{sa} = k_1 V \cos(\omega t + \gamma_1) \\ V_{sb} = k_2 V \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \gamma_2\right) \\ V_{sc} = k_3 V \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \gamma_3\right) \end{cases} \quad (II.174)$$

Si le système de tensions est équilibré on aura :

$$k_1 = k_2 = k_3 = 1, \quad \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 0 \quad (II.175)$$

Dans le cas général de déséquilibre l'amplitude du fondamentale de la séquence directe est :

$$V_{f+} = \frac{V}{3} \sqrt{(k_1 \cos \gamma_1 + k_2 \cos \gamma_2 + k_3 \cos \gamma_3)^2 + (k_1 \sin \gamma_1 + k_2 \sin \gamma_2 + k_3 \sin \gamma_3)^2} \quad (II.176)$$

Avec un angle de phase :

$$\text{tg}(\varphi_{f+}) = \frac{k_1 \sin \gamma_1 + k_2 \sin \gamma_2 + k_3 \sin \gamma_3}{k_1 \cos \gamma_1 + k_2 \cos \gamma_2 + k_3 \cos \gamma_3} \quad (II.177)$$

Tel que :

$$\begin{cases} V_{sf+a} = V_{f+} \cos(\omega t + \varphi_{f+}) \\ V_{sf+b} = V_{f+} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{f+}\right) \\ V_{sf+c} = V_{f+} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{f+}\right) \end{cases} \quad (II.178)$$

Pour valider notre étude, on prend les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} V &= 220 \sqrt{2} \\ k_1 &= 1, k_2 = 0.8, k_3 = 0.6 \text{ et } \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 0 \end{aligned} \quad (II.179)$$

Théoriquement les paramètres de la composante fondamentale sont (Fig. II.66):

$$V_{f+} = 0.8 V, \quad \varphi_{f+} = 0^\circ \quad (II.180)$$

Dans Fig. II.65, on représente le principe d'identification des courants de référence.

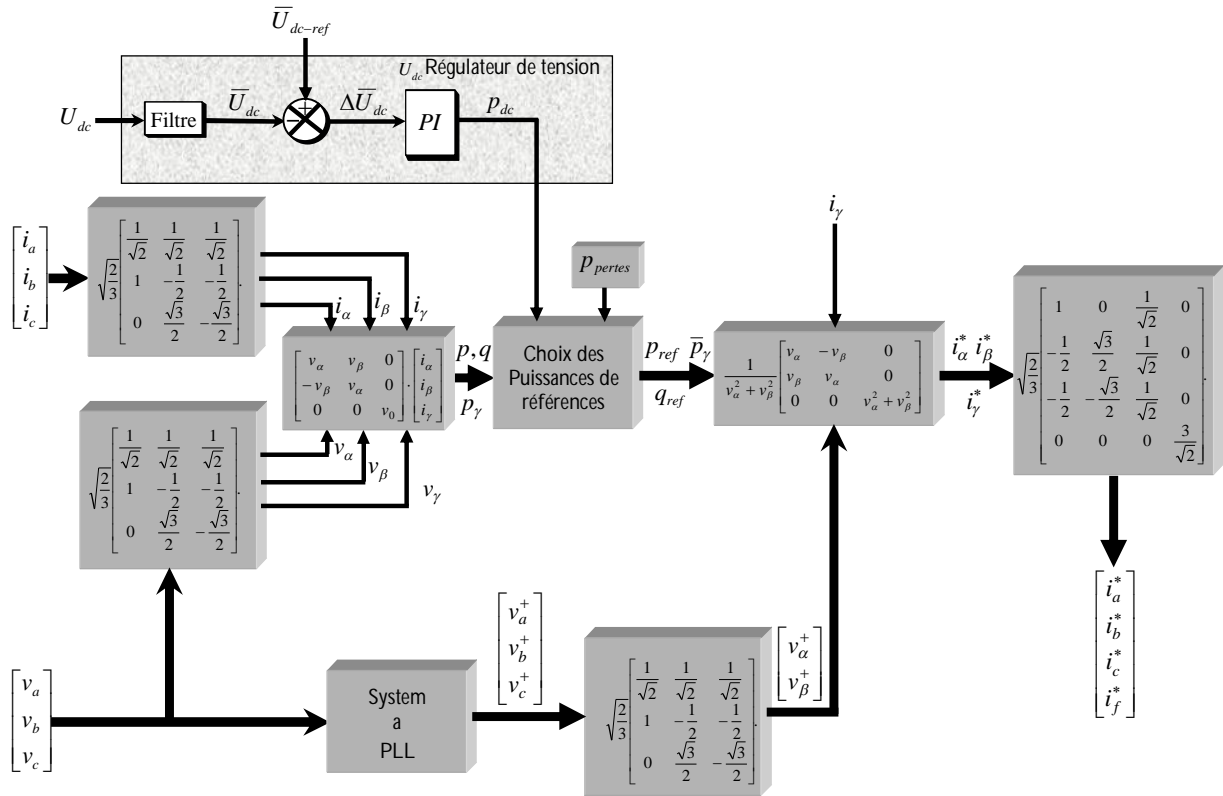


Fig. II.65. Principe d'identification des courants de références sous un système de tensions déséquilibré et pollué.

Les courants de charge, injectés par l'APF et le courant de source après compensation dans chaque phase sont représentés dans Fig. II.67, Fig. II.68 et Fig. II.69. La charge est constituée par une charge nonlinéaire déséquilibrée et une charge linéaire déséquilibrée (Fig. II.70), les courants de source après compensation (Fig. II.71) montrent que l'utilisation du PLL avec la théorie pq a permis d'assurer une bonne compensation sous un système des tension déséquilibré.

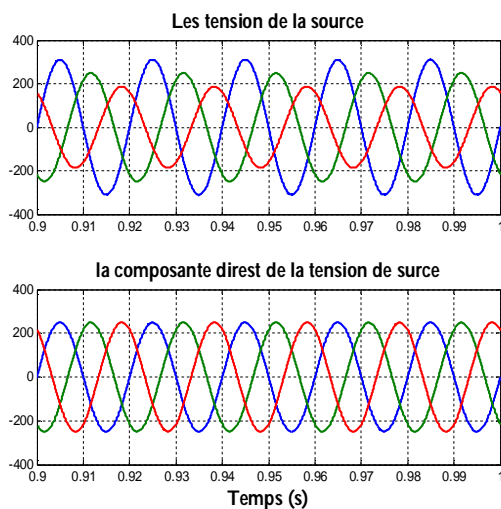


Fig. II.66. Courants avant et après compensation.

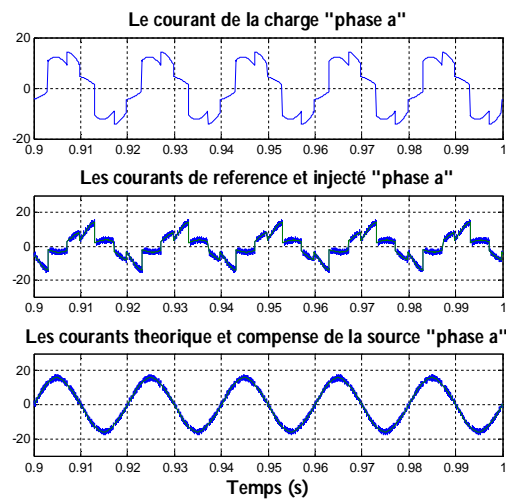


Fig. II.67. Le courant de charge, injecté et de source phase « a ».

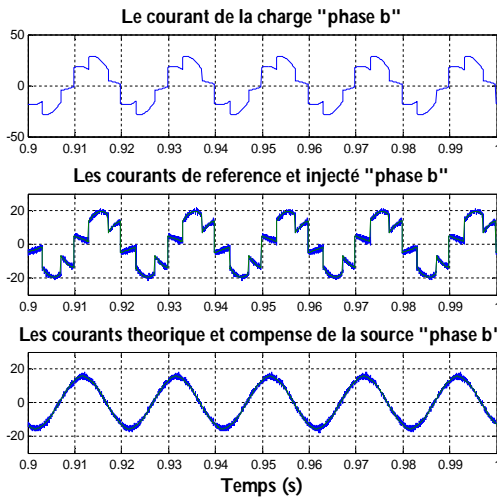


Fig. II.68. Le courant de charge, injecté et de source phase « b ».

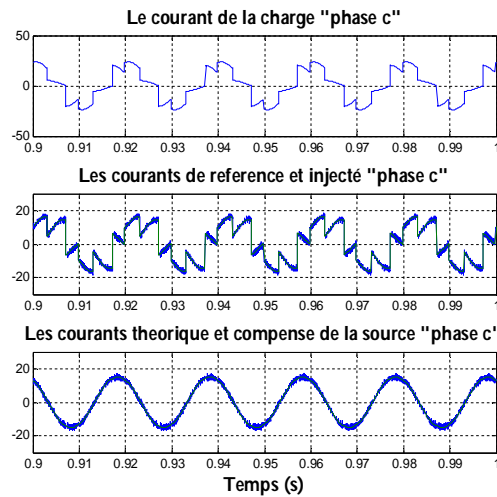


Fig. II.69. Le courant de charge, injecté et de source phase « c ».

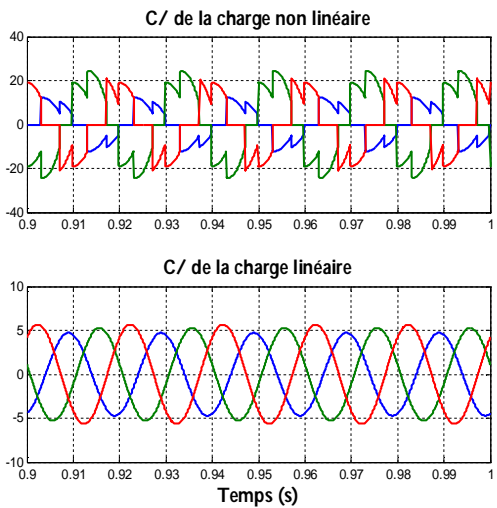


Fig. II.70. Courants de charge.

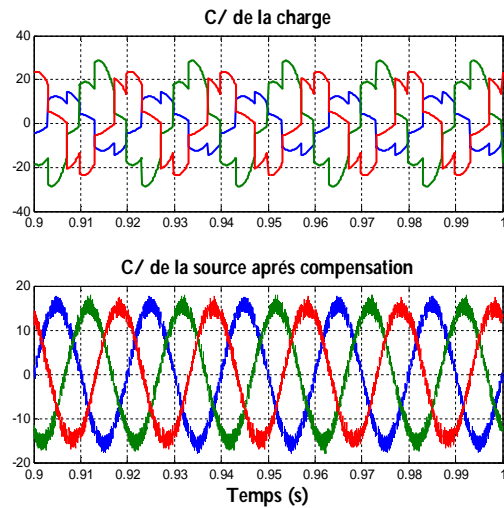


Fig. II.71. Courants avant et après compensation.

II.5.2.3 Compensation dans un milieu de tensions déséquilibrées et polluées

On propose d'écrire les tensions du réseau de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= V \left\{ \sin(\theta) + 0.35 \sin 5(\theta) + 0.15 \sin 7(\theta) \right\} \\
 V_{sb} &= 0.6 V \left\{ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + 0.35 \sin 5\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + 0.15 \sin 7\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \\
 V_{sc} &= V \left\{ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + 0.35 \sin 5\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + 0.15 \sin 7\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right\}
 \end{aligned}
 \tag{II.181}$$

Théoriquement les paramètres de la composante fondamentale sont Fig. II.72 :

$$V_{f+} = 0.8 V = \quad , \quad \phi_{f+} = 0^\circ
 \tag{II.182}$$

La charge utilisée est la même que celle utilisée avec l'application précédente dont les courants sont représentés dans Fig. II.76. Les courants de charge, injectés par l'APF et de source après compensation sont représentés dans les figures (Fig. II.73, Fig. II.74 et Fig. II.75). Les courants résultants de source après compensation (Fig. II.77) témoignent de l'efficacité de l'algorithme d'identification des courants de référence, ainsi que la commande utilisée pour assurer la

compensation des différentes perturbations en courant sous un système de tensions déséquilibré et pollué.

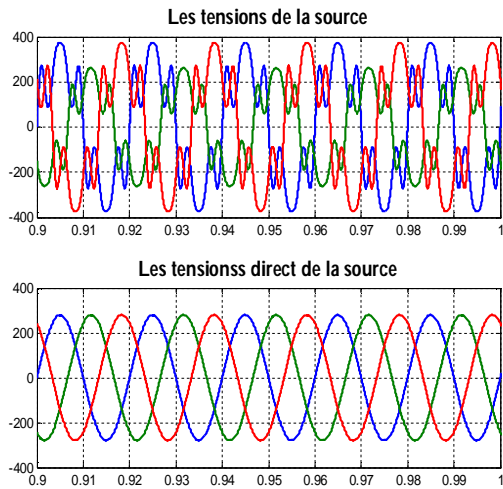


Fig. II.72. Les tensions de source.

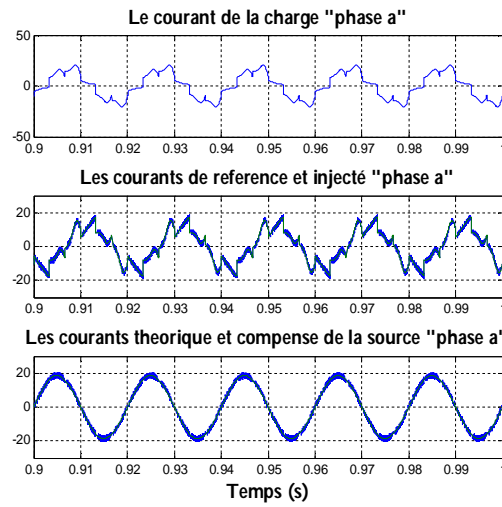


Fig. II.73. Les courant de charge, injecté et de source phase « a ».

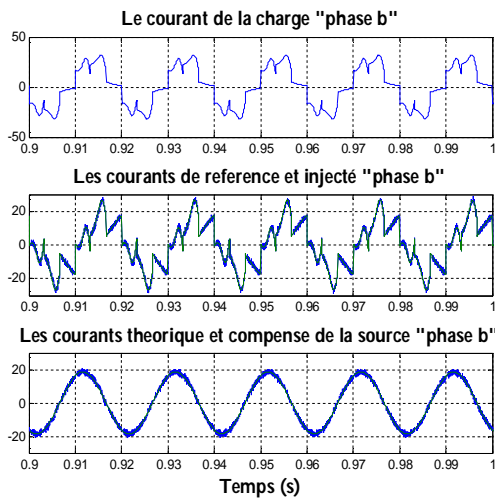


Fig. II.74. Les courant de charge, injecte et de source phase « b ».

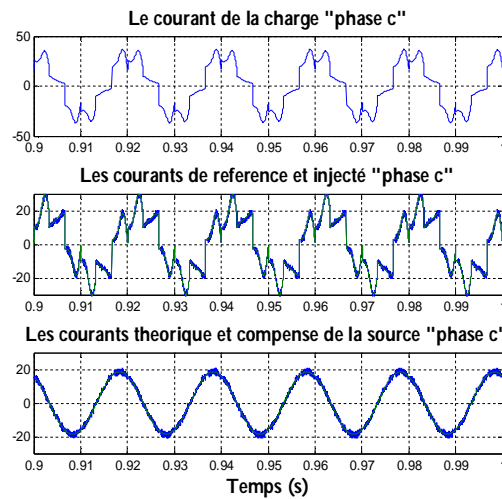


Fig. II.75. Les courant de charge, injecte et de source phase « c ».

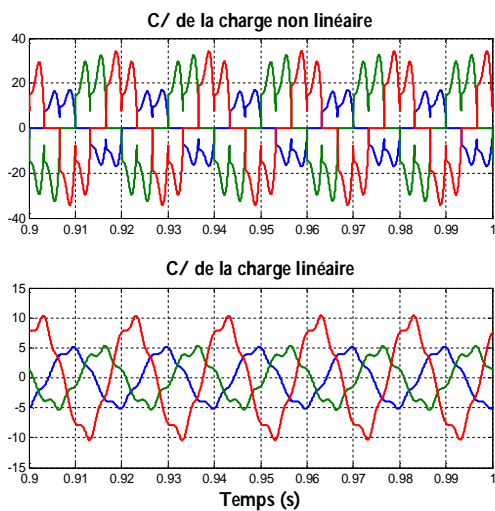


Fig. II.76. Courants de charge.

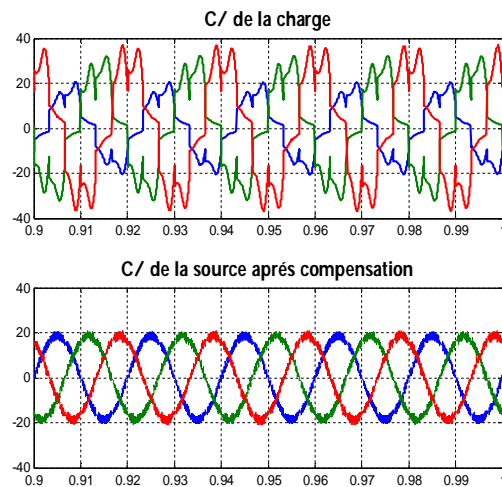


Fig. II.77. Courants avant et après compensation.

II.5.3 Quelques problèmes de la Théorie pq [88]

II.5.3.1 Compensation de la composante homopolaire

On a vu que la puissance p_0 ne peut avoir lieu que si les deux composantes existent en même temps, par conséquent les courants de référence dans le cas du déséquilibre des courants de charge ne tiennent en considération que de la puissance réactive et les composantes harmoniques du courant, alors que la composante homopolaire n'est pas prise en compte. Les figures II.78, II.79 montrent les natures des courants de charge, du courant de source sans et avec compensation de la composante homopolaire.

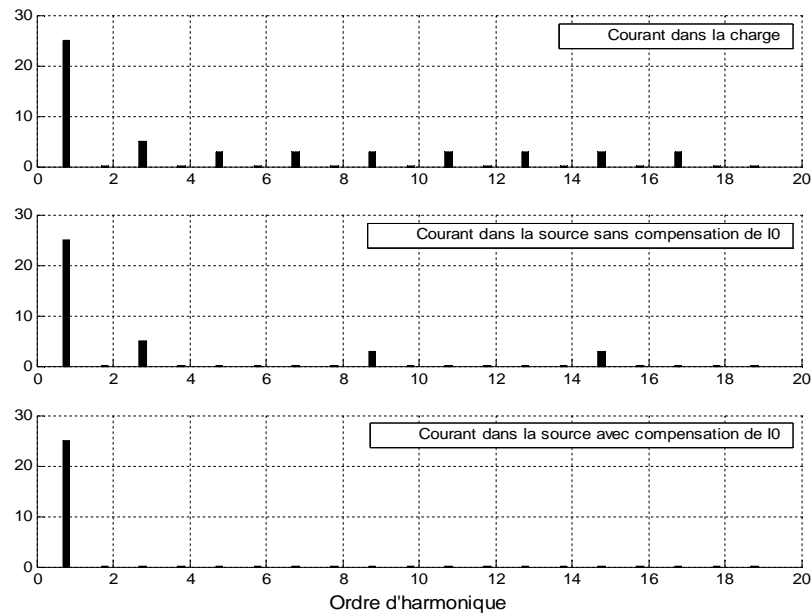


Fig. II.78. Représentation spectrale de la compensation de I_0 .

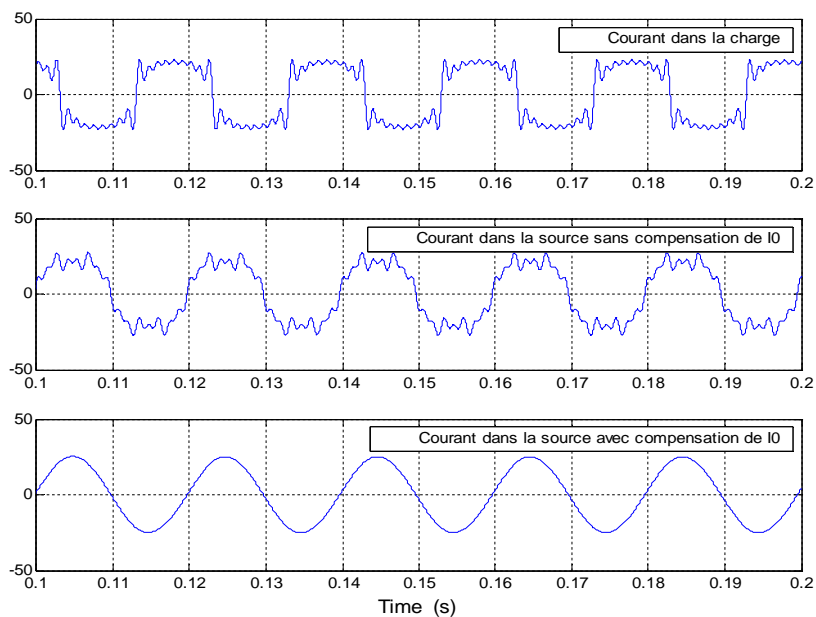


Fig. II.79. Représentation temporelle de la compensation de I_0 .

II.5.3.2 Les courants cachés

Dans la théorie pq, on rencontre un phénomène très remarquable lors de la génération des courants de compensation. Ce phénomène se traduit par l'apparition des courants à des fréquences différentes de la fréquence existant initialement dans le courant pollué de la charge. Or, notre but est la compensation des harmoniques dans ce dernier [160].

Généralement le courant généré par une charge non linéaire est de la forme suivante :

$$\begin{aligned} i_{ak}(t) &= \sqrt{2}I_k \sin(k\omega t + \varphi_k) \\ i_{ak}(t) &= \sqrt{2}I_k \sin\left(k\omega t + \varphi_k + \sigma \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{ak}(t) &= \sqrt{2}I_k \sin\left(k\omega t + \varphi_k - \sigma \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (II.183)$$

avec $k=1..n$,

$$\sigma = \begin{cases} +1 \rightarrow \text{séquence négative} \\ -1 \rightarrow \text{séquence positive} \end{cases} \quad (II.184)$$

La transformée de Clarke de ces courants est :

$$\begin{aligned} i_{\alpha k}(t) &= \sqrt{3}I_k \sin(k\omega t + \varphi_k) ; \\ i_{\beta k}(t) &= \sqrt{3}I_k \sigma \cos(k\omega t + \varphi_k). \end{aligned} \quad (II.185)$$

Les composantes de Clarke des tensions équilibrées et saines sinusoïdales sont :

$$\begin{aligned} v_{\alpha}(t) &= \sqrt{3}V \sin(\omega t) ; \\ v_{\beta}(t) &= -\sqrt{3}V \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (II.186)$$

D'où les puissances active et imaginaire instantanées :

$$\begin{aligned} p_k &= -3\sigma V_m I_k \cos((k + \sigma)\omega t + \varphi_k) ; \\ q_k &= -3V_m I_k \sin((k + \sigma)\omega t + \varphi_k). \end{aligned} \quad (II.187)$$

Les puissances ont uniquement des composantes oscillantes de $(k + \sigma)$ fois la fréquence fondamentale. D'après la théorie pq :

Suivant l'axe α :

$$i_{\alpha k} = i_{\alpha p k} + i_{\alpha q k} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p_k + \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q_k \quad (II.188)$$

Suivant l'axe β :

$$i_{\beta k} = i_{\beta p k} + i_{\beta q k} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p_k + \frac{-v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q_k \quad (II.189)$$

Après substitution des équations (II.186),(II.187) dans l'équations (II.188) et (II.189) on obtient :

$$i_{\alpha p k} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \sigma I_k [\sin((k + \sigma + 1)\omega t + \varphi_k) - \sin((k + \sigma - 1)\omega t + \varphi_k)] \quad (II.190)$$

$$i_{\alpha q k} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_k [\sin((k + \sigma + 1)\omega t + \varphi_k) + \sin((k + \sigma - 1)\omega t + \varphi_k)] \quad (II.191)$$

$$i_{\beta pk} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sigma I_k [\cos((k + \sigma + 1)\omega t + \varphi_k) + \cos((k + \sigma - 1)\omega t + \varphi_k)] \quad (11.192)$$

$$i_{\beta qk} = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_k [\cos((k + \sigma + 1)\omega t + \varphi_k) - \cos((k + \sigma - 1)\omega t + \varphi_k)] \quad (11.193)$$

Après ces équations on peut noter deux points intéressants :

- ❖ $i_{\alpha pk}$, $i_{\alpha qk}$, $i_{\beta pk}$, $i_{\beta qk}$ contiennent une composante harmonique d'ordre $(k + \sigma + 1)/(k + \sigma - 1)$, cette composante n'était pas dans le courant source.
- ❖ La composante harmonique d'ordre $(k + \sigma + 1)/(k + \sigma - 1)$ dans l'axe α $i_{\alpha pk}$ est égale à la composante harmonique $(k + \sigma + 1)/(k + \sigma - 1)$ de $i_{\alpha qk}$ avec un signe inverse, à l'état normal la somme des deux est nulle, ces composantes n'apparaissent pas dans le courant de source. La même chose est valable pour l'axe β pour les courants $i_{\beta pk}$, $i_{\beta qk}$.

Si l'idée est de compenser les courants dépendamment de \tilde{p} et \tilde{q} , en utilisant la théorie pq, il est possible de définir les courants de compensation en utilisant le gain K_p et K_q selon les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{\alpha kc} &= K_p i_{\alpha pk} + K_q i_{\alpha qk} \\ i_{\beta kc} &= K_p i_{\beta pk} + K_q i_{\beta qk} \end{aligned} \quad (11.194)$$

Dans ce cas, le courant source est :

$$\begin{aligned} i_{\alpha s} &= i_{\alpha} + i_{\alpha kc} \\ i_{\beta s} &= i_{\beta} + i_{\beta kc} \end{aligned} \quad (11.195)$$

K_p , K_q représentent le gain du filtre utilisé pour extraire la puissance oscillante. Si $K_p = K_q$ les composantes harmoniques d'ordre $(k + \sigma + 1)/(k + \sigma - 1)$ des courants seront éliminés. Si $K_p \neq K_q$ les courants harmonique d'ordre $(k + \sigma + 1)/(k + \sigma - 1)$ apparaissent dans le courant de la source, ces courants n'étaient pas dans le système d'origine, c'est pour cela on les appelle les courants cachés « Hidden currents ».

On remarque que la moitié de la composante d'ordre k produit la puissance oscillante réelle, qui est responsable de l'énergie oscillante écoulee entre la source et la charge. L'autre partie ne contribue pas au transfert de l'énergie, elle produit uniquement la puissance réactive.

Quand uniquement \tilde{q} est utilisée pour le filtrage des courants, le courant de la source après compensation va contenir des composantes du courant caché, en principe, il n'est pas possible de dire que ça est mauvais ou bon. Ce qu'on peut vraiment dire est que la puissance imaginaire dans la source est nulle (Fig. 11.80, Fig. 11.81).

Quand uniquement \tilde{p} est utilisée pour le filtrage du courant, le courant de la source après compensation va contenir les courants cachés, comme dans le cas précédent. L'objectif est dans ce cas d'éliminer l'énergie due à la puissance oscillante réelle (Fig. 11.82, Fig. 11.83).

Si l'objectif du filtre est d'éliminer partiellement ou tous les composantes harmonique d'ordre $(k + \sigma + 1)/(k + \sigma - 1)$ sans l'introduction des courants cachés, la puissance réelle et la puissance imaginaire doivent être compensées avec un gain $K_p = K_q$.

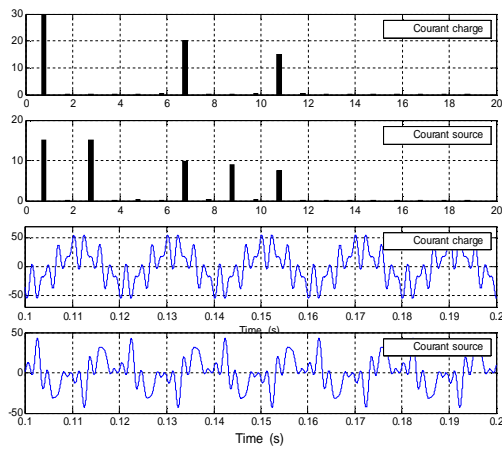


Fig. II.80. La compensation de \tilde{q} .

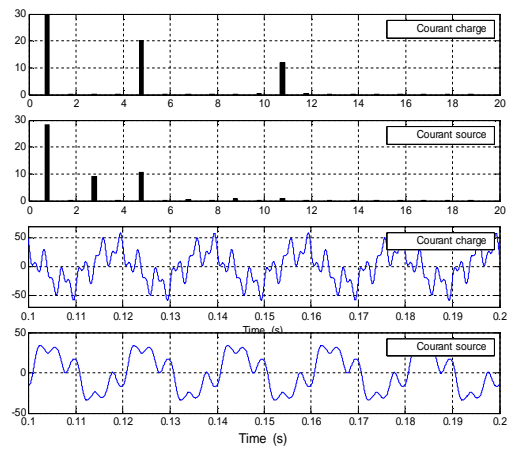


Fig. II.81. La compensation d'une partie de \tilde{q} .

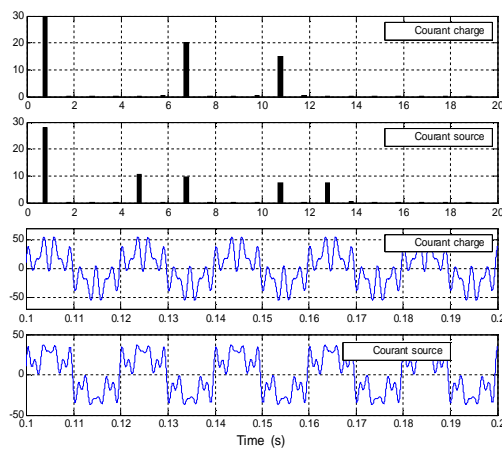


Fig. II.82. La compensation de \tilde{p} .

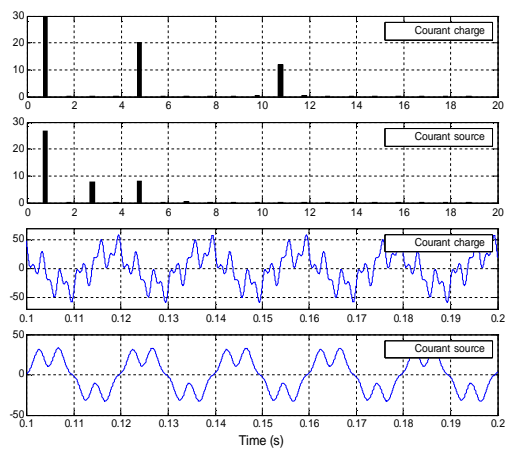


Fig. II.83. La compensation d'une partie de \tilde{p} .

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le filtre actif parallèle comme un compensateur très efficace contre les différentes perturbations provoquées par les charges polluées, à savoir :

- Les composantes harmoniques injectées par la charge ;
- Les courants réactifs générés par la charge ;
- Le déséquilibre dans les courants de la charge.

Le filtre actif parallèle permet face à ces perturbations d'injectées dans le réseau au PCC les composantes suivantes :

- Les courants harmoniques de la charge en opposition de phase ;
- Les courants réactifs ;
- La composante homopolaire et inverse des courants de la charge.

On a trouvé que le dimensionnement du filtre actif parallèle repose sur l'objectif de compensation. La méthode d'identification utilise la théorie pq qui donne une grande flexibilité et bonne précision avec un temps de réponse relativement faible. L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle n'est pas adaptée au cas d'une tension déséquilibrée et/ou déformée du réseau.

Pour résoudre ce problème, on a proposé l'utilisation d'un système à base de PLL dont le rôle est d'extraire la composante fondamentale de la séquence directe de la tension du réseau, cette composante sera utilisée dans la méthode d'identification pour la détermination des composantes de perturbation.

On a essayé de lever le voile sur un problème existant dans la méthode d'identification, ce sont les courants cachés. Si cette méthode est utilisée pour compenser uniquement la partie oscillante de la puissance active ou la puissance réactive ou une partie de l'une d'eux, on trouve dans le courant de ligne d'autres composantes harmoniques qui n'étaient pas présentées dans le courant de la charge à compenser.

Afin de résoudre le problème du déphasage entre le courant identifié et le courant injecté, qui a comme conséquence de dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle, on construit une boucle de régulation dont le rôle est de garder la superposition entre ces deux courants en minimisant le déphasage.

Aussi dans ce chapitre, on a présenté le dimensionnement des paramètres du filtre de sortie du filtre actif parallèle dans le but d'atténuer les composantes de haute fréquence qui sont dues principalement à la fréquence de commutation.

Finalement et afin de valider la méthode d'identification proposée pour assurer une bonne compensation du filtre actif parallèle face aux différentes perturbations, plusieurs simulations réalisées sur Simulink/Matlab ont été effectuées. La bonne qualité de compensation des courants harmoniques, les courants de déséquilibre, et la composante réactive ont été observées, même dans les conditions extrêmes de fonctionnement dans les milieux de tensions perturbées. On peut dire que nous avons atteint les objectifs que nous nous sommes fixés.

CHAPITRE III

COMPENSATION DES PERTURBATIONS DES COURANTS, DU COURANT DE NEUTRE ET DE LA PUISSANCE REACTIVE PAR LE FILTRE ACTIF PARALLELE A QUATRE BRAS

CHAPITRE III

Compensation des perturbations des courants et de la puissance réactive par Le filtre actif parallèle à quatre bras

III.1 Introduction

Actuellement, les onduleurs à quatre bras connaissent un intérêt important dans de nombreuses applications industrielles qui nécessitent la présence d'un système de tensions triphasées avec neutre. Parmi ces applications, on cite la production d'électricité, les systèmes de distribution d'énergie [161-173], le filtrage actif de puissance [162-163],[174-214], les alimentations ininterrompues [166-167],[170], [202], la commande des moteurs à configuration spéciale [210-214], les services publics militaires, les équipements médicaux [215-217] et l'électrification rurale basée sur des sources d'énergie renouvelables [162], [197],[218-222]. Ce type d'onduleur a une topologie particulière en raison de l'existence d'un quatrième bras et exige par conséquent un algorithme de contrôle spécial pour assurer la fonctionnalité pour laquelle il a été conçu. Il a été constaté que l'onduleur triphasé de tension classique pouvait être modifié de deux façons afin de remplir cette tâche:

- 1- Utilisation du condensateur a point milieu (split DC-link capacitors) Fig. III.1, où le point milieu est raccordé au neutre du réseau à quatre fils [203],[223-238]

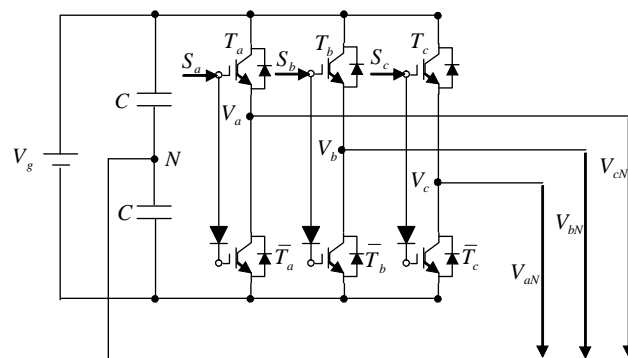


Fig.III.1. Topologie de l'onduleur quatre bras avec condensateur à point milieu.

- 2- Addition d'un quatrième bras Fig. III.2, dont le point milieu est raccordé au neutre du réseau à quatre fils [211],[228],[233],[236],[239-276].

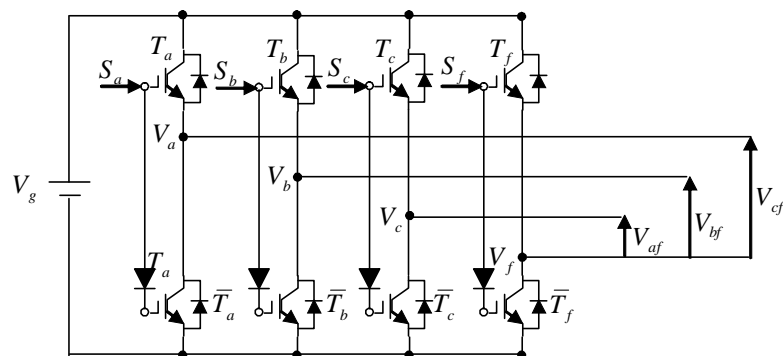


Fig.III.2. Ajout d'un quatrième bras a la structure de l'onduleur triphasé classique.

Il est clair que les deux topologies permettent la circulation du courant de neutre causé par une charge non linéaire et/ou déséquilibrée dans le bras supplémentaire (quatrième bras). Cependant, la première solution présente des inconvénients majeurs par rapport à la seconde. En effet, la tension continue nécessaire exige des condensateurs coûteux à capacité élevée, surtout lorsque le courant du neutre est important, ce qui est le cas dans les installations industrielles. D'autre part, l'algorithme de contrôle requis est plus complexe et le déséquilibre entre les deux parties du condensateur pose un sérieux problème pouvant affecter les performances de l'onduleur à tout instant, le maintien des tensions aux bornes des deux parties du condensateur s'avère ardu, malgré l'utilisation des régulateurs de tension. Par conséquent, la deuxième solution est préférable, malgré la complexité du contrôle requis pour le bras supplémentaires (Fig. III.1).

Si la commande de l'onduleur à quatre bras peut être assurée par différents algorithmes [193],[244],[247],[250-254], la modulation vectorielle SVM constitue la méthode la plus favorable parmi les algorithmes de modulation de largeurs d'impulsions, grâce à ses avantages majeurs tels que:

- une utilisation efficace sous tension continue élevée;
- une tension de sortie avec faible distorsion harmonique;
- des pertes en conduction et en commutation moindres;
- une large plage de modulation linéaire;
- une tension de sortie avec plus grande amplitude;
- une implémentation numérique aisée.

Divers travaux ont été présentés sur la modulation SVM PWM, tout d'abord pour des onduleurs à deux niveaux et à trois bras, puis, par la suite, pour des onduleurs multiniveaux à trois bras, incluant différentes topologies [201], [231-234], [246-247], [255-257]. En ce qui concerne les onduleurs à quatre bras, il existe quatre familles d'algorithmes : la première est basée sur les coordonnées $\alpha\beta\gamma$, la seconde est fondée sur les coordonnées abc , la troisième utilise uniquement les valeurs et les polarités des tensions naturelles tandis que la quatrième utilise une simplification des deux premières familles. Dans ce chapitre, les quatre familles sont exposées avec une formulation mathématique simplifiée. De plus, les résultats de simulation sont présentés pour la quatrième famille pour montrer ses comportements dans les différents cas possibles.

III.2 Modélisation et commande de l'onduleur à quatre bras

Dans le cas général, lorsque le réseau à trois fils a un système de tensions équilibrées, il n'y a que deux variables indépendantes représentant les tensions. Ceci est justifié par la relation suivante:

$$V_{af} + V_{bf} + V_{cf} = 0 \quad (\text{III.1})$$

Cependant, dans le cas d'un système de tensions déséquilibrées les trois tensions sont indépendantes et (III.1) n'est plus valable:

$$V_{af} + V_{bf} + V_{cf} \neq 0 \quad (III.2)$$

Dans cette configuration un espace à trois dimensions requis pour représenter le vecteur équivalent de la tension. Pour le réseau à quatre fils, la charge triphasée peut être déséquilibrée ou à génération d'harmoniques multiple de trois et par conséquent, le courant dans le neutre n'est plus nul:

$$I_{La} + I_{Lb} + I_{Lc} = I_n \neq 0 \quad (III.3)$$

I_n désigne le courant dans le fil neutre.

Pour construire un onduleur répondant à l'exigence du déséquilibre et/ou pollution harmonique de tension et/ou de courant, un quatrième bras est nécessaire. Celui-ci va permettre la circulation du courant de neutre, d'autre part il va assurer les tensions entre les phases et le neutre suivant la tension de référence. Dans ce chapitre, la structure d'onduleur à quatre bras considérée est celle décrite sur la figure (Fig. III.1).

La tension de sortie de l'onduleur phase-neutre est donnée par :

$$V_{if} = [S_a - S_f] \cdot V_g \quad \text{ou } i = a, b, c \quad (III.4)$$

f représente le quatrième bras et S_f l'état de l'interrupteur correspondant. L'équation (III.4) peut être explicitée comme suite:

$$\begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} \cdot V_g \quad (III.5)$$

L'état de la variable S_i est défini de la manière suivante:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur haut du quatrième bras } i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur haut du quatrième bras } i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{où } i = a, b, c, f$$

Les états de commutation possibles pour les interrupteurs de l'onduleur à quatre bras sont présentés dans la figure (Fig. III.3). Le tableau III.1 résume les tensions de sortie correspondantes pour les différentes configurations.

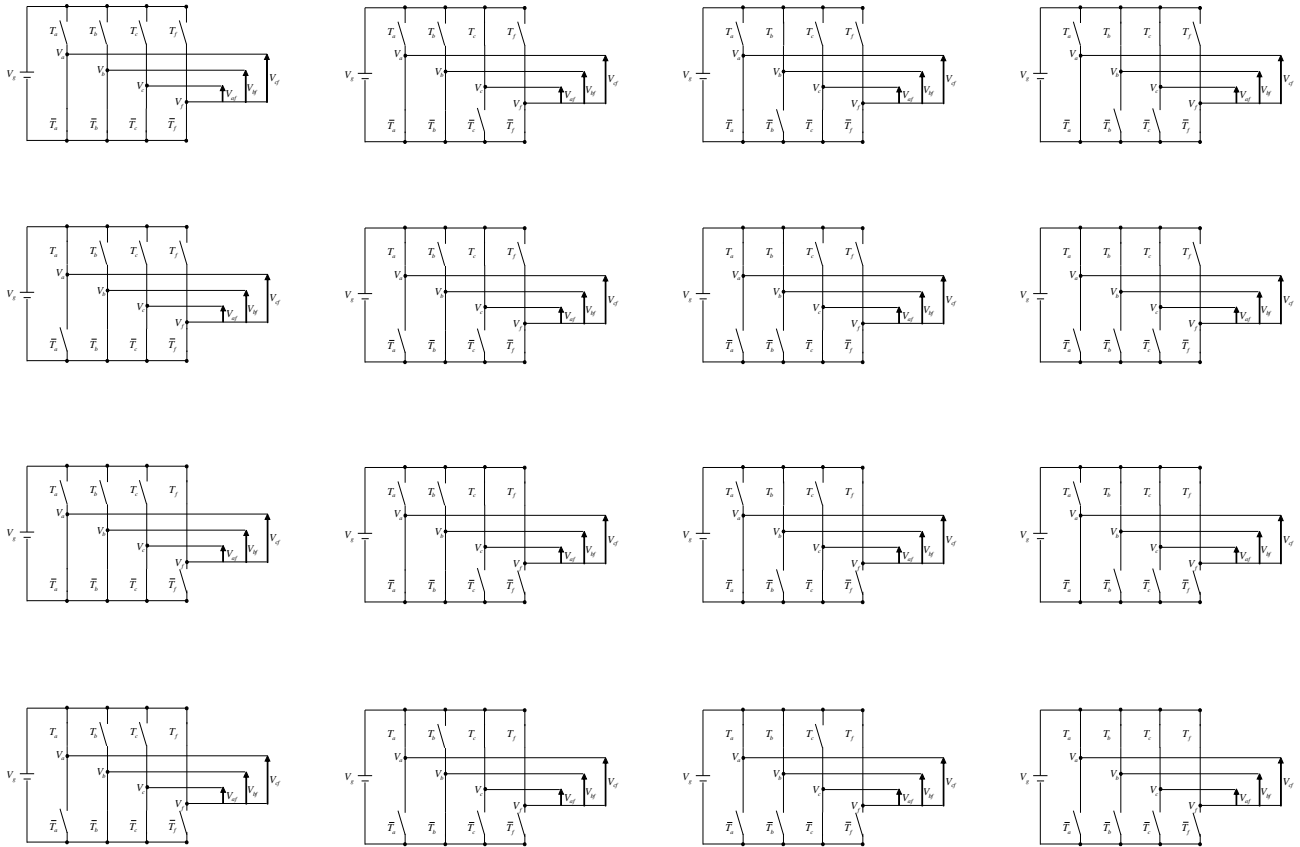


Fig.III.3. Les états de commutation pour un onduleur a quatre bras.

Tab. III.1. Les vecteurs de commutation d'un onduleur a quatre bras.

Vector	$S_a S_b S_c S_f$	V_{af} / V_g	V_{af} / V_g	V_{af} / V_g
V^1	0001	0	0	0
V^2	0011	0	0	+1
V^3	0101	0	+1	0
V^4	1001	0	+1	+1
V^5	0111	+1	0	0
V^6	1011	+1	0	+1
V^7	1101	+1	+1	0
V^8	0000	+1	+1	+1
V^9	1111	-1	-1	-1
V^{10}	0010	-1	-1	0
V^{11}	0100	-1	0	-1
V^{12}	1000	-1	0	0
V^{13}	0110	0	-1	-1
V^{14}	1010	0	-1	0
V^{15}	1100	0	0	-1
V^{16}	0000	0	0	0

III.3 La commande de l'onduleur à quatre bras

III.3.1 La modulation SVM à trois dimensions pour Onduleur à quatre bras dans le repère $a-b-c$

L'algorithme 3D-SVM utilisant le repère $a-b-c$ est basé sur la représentation des vecteurs de commutation exposée dans le tableau précédent [223-224], [258-260]. Les vecteurs sont normalisés au moyen d'une division par V_g . Il est clair que l'espace contenant tous les vecteurs représentant l'état de commutation est délimité par un grand cube dont les côtés sont égaux à deux, et toutes les diagonales passent par le point (0,0,0) (Fig. III.4). Il est important de remarquer que tous les vecteurs de commutation sont situés dans deux des huit cubes partiels ayant un côté égal à un (Fig. III.5). Le premier cube contient les vecteurs V^1 à V^8 ; dans cette région toutes les composantes selon les axes a , b et c sont positives. Le deuxième cube contient les vecteurs V^9 à V^{16} où toutes les composantes selon les axes a , b et c sont négatives. Le point commun entre les deux cubes (0,0,0), représente les deux vecteurs nuls V^1 et V^{16} . Le vecteur d'espace instantané de la tension de sortie de référence de l'onduleur se déplace suivant une trajectoire dans l'espace délimité par le grand cube, laquelle est fonction du degré de déséquilibre et du contenu en harmoniques de la tension de référence. Il est cependant constaté que quelle que soit la trajectoire, le vecteur d'espace de la tension de référence reste à l'intérieur du grand cube. Les limites de cet espace peuvent être déterminées en reliant les sommets des deux cubes partiels. Cet espace représente un dodécaèdre comme indiqué sur la figure (Fig. III.6). Il est composé de 24 tétraèdres, où chaque petit cube partiel est composé de six tétraèdres, d'autre part l'espace entre les deux petits cubes partiels est composé de 12 tétraèdres. Dans cet algorithme une méthode est proposée pour la détermination du tétraèdre dans lequel le vecteur d'espace de la tension de référence est situé (Fig. III.7).

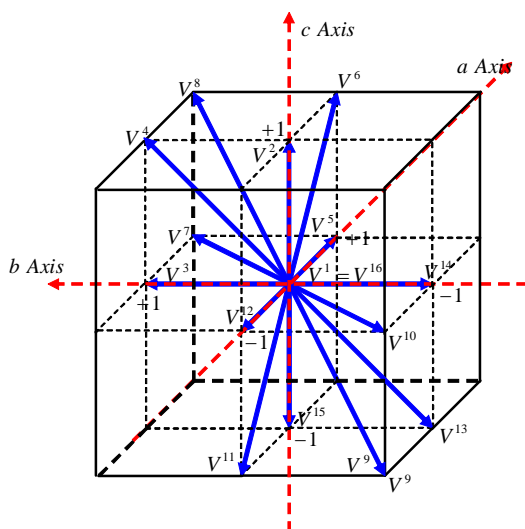


Fig.III.4. Le grand cube contenant les vecteurs de commutation.

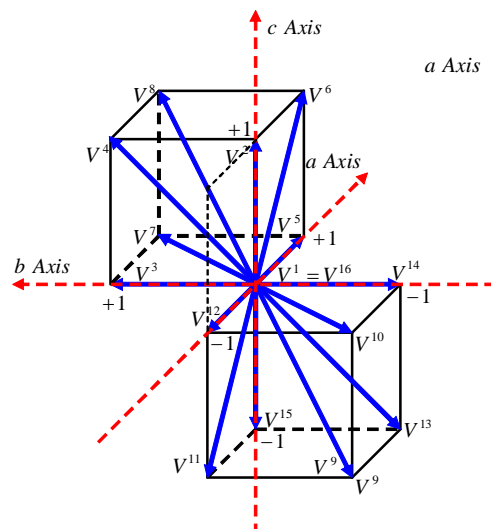


Fig.III.5. Région de l'espace limitant l'espace contenant les vecteurs de commutation.

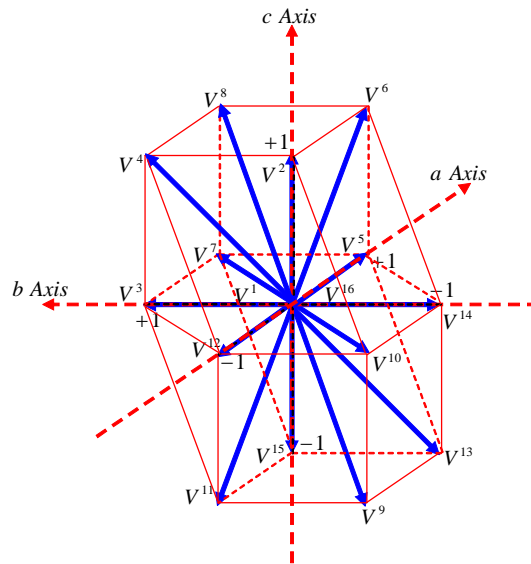


Fig.III.6. Dodécaèdre dont les sommets représentent les extrémités des différents vecteurs de commutation.

La méthode présentée dans cette section fait appel a un « pointeur de région » défini comme suite Tab. III.2 :

$$RP = 1 + \sum_{i=1}^6 C_i \cdot 2^{(i-1)} \tag{III.6}$$

Où: $C_i = \text{Sign}(\text{INT}(x(i) + 1)) \quad i = 1 : 6$ (III.7)

Les valeurs de $x(i)$ sont définie par:

$$x = \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \\ V_{aref} - V_{bref} \\ V_{bref} - V_{cref} \\ V_{aref} - V_{cref} \end{bmatrix} \tag{III.8}$$

où la fonction *Sign* est:

$$\text{Sign}(V) = \begin{cases} +1 & \text{if } V > 1 \\ -1 & \text{if } V < 1 \\ 0 & \text{if } V = 1 \end{cases} \tag{III.9}$$

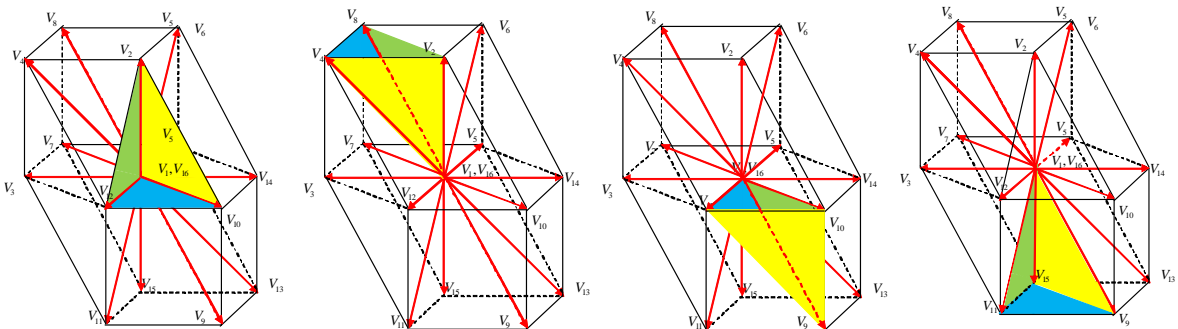


Fig.III.7. Présentation de quelques espaces qui puissent contenir le vecteur d'espace de la tension Un dodécaèdre.

Tab.III. 2. Les vecteurs actifs dans chaque tétraèdre.

<i>RP</i>	V_1	V_2	V_3	<i>RP</i>	V_1	V_2	V_3
1	V^9	V^{10}	V^{12}	41	V^9	V^{13}	V^{14}
5	V^2	V^{10}	V^{12}	42	V^5	V^{13}	V^{14}
7	V^2	V^4	V^{12}	46	V^5	V^6	V^{14}
8	V^2	V^4	V^8	48	V^5	V^6	V^8
9	V^9	V^{10}	V^{14}	49	V^9	V^{11}	V^{15}
13	V^2	V^{10}	V^{14}	51	V^3	V^{11}	V^{15}
14	V^2	V^6	V^{14}	52	V^3	V^7	V^{15}
16	V^2	V^6	V^8	56	V^3	V^7	V^8
17	V^9	V^{11}	V^{12}	57	V^9	V^{13}	V^{15}
19	V^3	V^{11}	V^{12}	58	V^5	V^{13}	V^{15}
23	V^3	V^4	V^{12}	60	V^5	V^7	V^{15}
24	V^3	V^4	V^8	64	V^5	V^7	V^8

Les côtés de chaque tétraèdre sont formés par trois vecteurs non nuls NZVs (non-zero vectors) et deux vecteurs nuls ZVs (zero vectors) (V^1 , V^{16}). Les vecteurs non nuls (NZVs) présentent les vecteurs actifs dénommés V_1 , V_2 et V_3 (Tab. 2). La sélection de l'ordre des vecteurs actifs dépend de nombreux paramètres, tel que le changement de polarité, les vecteurs nuls ZV utilisés et le schéma des séquences. V_1 , V_2 et V_3 doivent satisfaire durant chaque période d'échantillonnage l'égalité des valeurs moyennes représentée par l'équation suivante:

$$V_{ref} \cdot T_z = V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 + V_3 \cdot T_3 + V_{01} \cdot T_{01} + V_{016} \cdot T_{016} \quad T_z = T_1 + T_2 + T_3 + T_{01} + T_{016} \quad (III.10)$$

De cette équation, la relation suivante peut être déduite:

$$\begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_{1a} & V_{2a} & V_{3a} \\ V_{1b} & V_{2b} & V_{3b} \\ V_{1c} & V_{2c} & V_{3c} \end{bmatrix}}_M \cdot \frac{1}{T_z} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = M \cdot \frac{1}{T_z} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

En conséquence, les durées d'application de chaque vecteur actif sont exprimées come suit:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = T_z \cdot M^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

Les valeurs de T_1 , T_2 et T_3 appartiennent à l'ensemble suivant:

$$\{a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12}\}$$

où:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 \\ 0 & 0 & +1 \\ +1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} \cdot \frac{T_z}{V_g} \quad (III.13)$$

et:

$$\begin{bmatrix} a_7 \\ a_8 \\ a_9 \\ a_{10} \\ a_{11} \\ a_{12} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Dans chaque tétraèdre, les durées d'application des vecteurs actifs peuvent être déterminées par:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_k \\ a_l \\ a_m \end{bmatrix} \quad \text{ou : } \begin{cases} k \in [1 \ 12], l \in [1 \ 12], m \in [1 \ 12] \\ k \neq l, k \neq m, l \neq m \\ k, l \text{ et } m \text{ sont des entiers} \end{cases} \quad (III.15)$$

III.3.2 La modulation 3D-SVM de l'onduleur à quatre bras Utilisant le repère $\alpha - \beta - \gamma$

Cet algorithme est basé sur la représentation des coordonnées naturelles a , b et c dans un nouveau repère 3-D orthogonal $\alpha - \beta - \gamma$ [260-268], obtenu à l'aide de la transformation d'Edit Clark, où les tensions/courants peuvent être exprimés par un vecteur V / I :

$$V = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

$$I = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_\gamma \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

C représente la matrice de transformation:

$$C = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

Lorsque les tensions de référence sont équilibrées, sans composantes harmoniques de même fréquence dans les trois phases, huit vecteurs de commutation sont possibles pouvant être représentés dans le plan $\alpha - \beta$. Dans le cas général, le nombre des vecteurs de commutation s'élève cependant à seize, où chaque vecteur correspondant à un ensemble de quatre éléments $[S_a, S_b, S_c, S_f]$ où leurs positions dans le repère $\alpha - \beta - \gamma$ dépendent des valeurs contenues dans les ensembles présentés dans (Tab. III.3). Chaque vecteur peut être exprimé par trois composantes suivant les trois axes orthogonaux comme suit:

$$V^i = \begin{bmatrix} V_\alpha^i \\ V_\beta^i \\ V_\gamma^i \end{bmatrix} \text{ ou: } i = \overline{1,16} \quad (\text{III.19})$$

De la figure (Fig. III.8), on déduit que la projection de ces vecteurs sur le plan $\alpha\beta$ donne six vecteurs non nuls NZVs et deux vecteurs nuls ZVS. Ces vecteurs correspondant exactement à ceux pouvant obtenus avec un onduleur à trois bras (présentation 2D), ceci s'explique par la valeur nulle de la composante γ , le quatrième bras n'étant pas nécessaire. La figure (Fig. III.9) présente le cas général des vecteurs de commutation de l'onduleur à quatre bras. Les différents vecteurs possibles dans le repère $\alpha - \beta - \gamma$ y sont clairement présentés: sept vecteurs sont localisés dans le demi-espace situé au-dessus du plan $\alpha\beta$, tandis que sept autres vecteurs se trouvent dans le demi-espace situé au-dessous du plan $\alpha\beta$, les deux autres étant au point de coordonnées $(0,0,0)$ situés dans plan $\alpha\beta$. Ces deux derniers sont indispensables lors du calcul des durées d'application des vecteurs actifs.

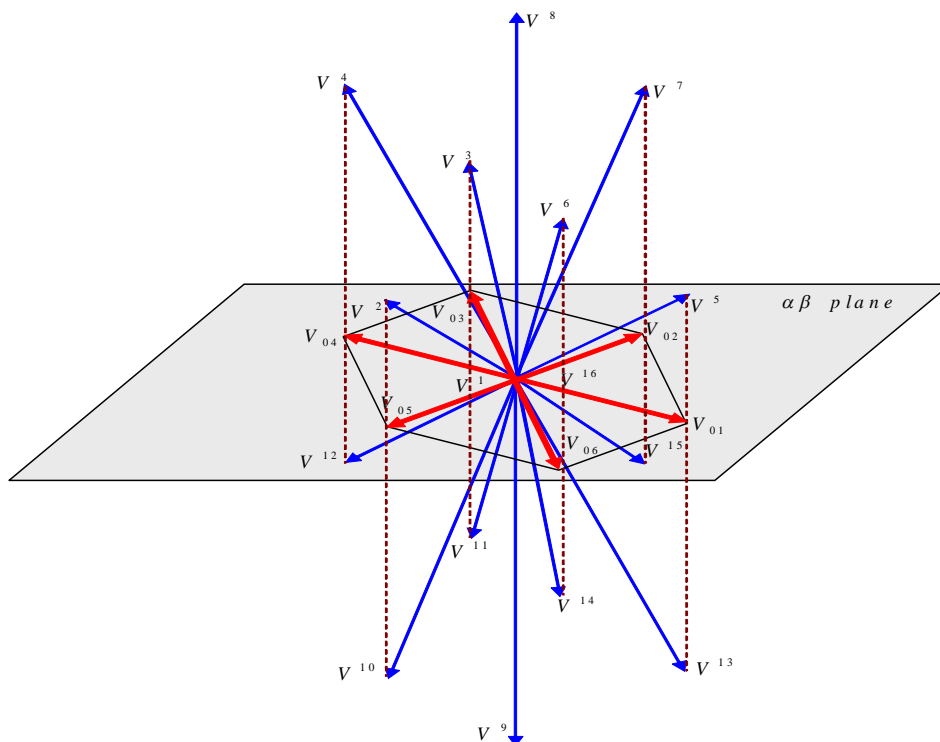


Fig.III.8. Projection des vecteurs de commutation sur le plan $\alpha\beta$.

Tab.III.3. Les vecteurs de commutation dans le repère $\alpha\beta\gamma$.

Vector	$S_a S_b S_c S_f$	V_γ	V_α	V_β
V^9	0001	-1	0	0
V^{10}	0011	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^{11}	0101		$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^{13}	1001		$+\frac{2}{3}$	0
V^{12}	0111	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
V^{14}	1011		$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^{15}	1101		$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^{16}	0000	0	0	0
V^1	1111		0	0
V^2	0010	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^3	0100		$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^5	1000		$\frac{2}{3}$	0
V^4	0110	$+\frac{2}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
V^6	1010		$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^7	1100		$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$
V^9	1110	+1	0	0

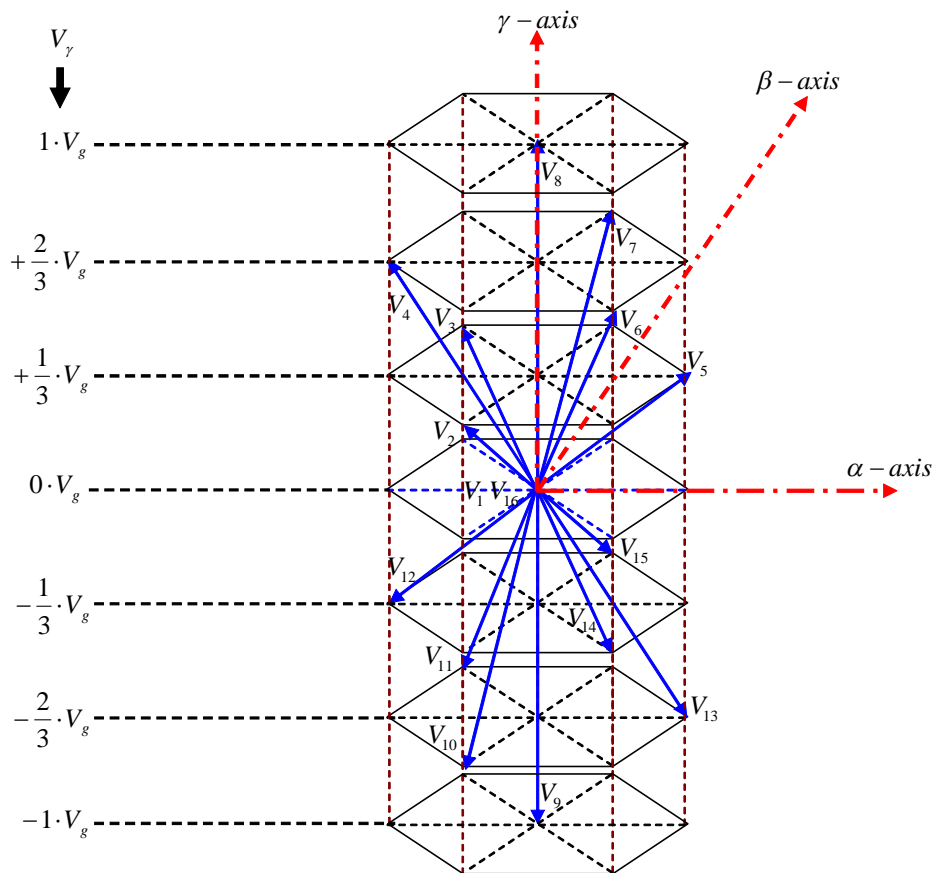


Fig.III.9. Visualisation des vecteurs de commutation dans le repère $\alpha\beta\gamma$.

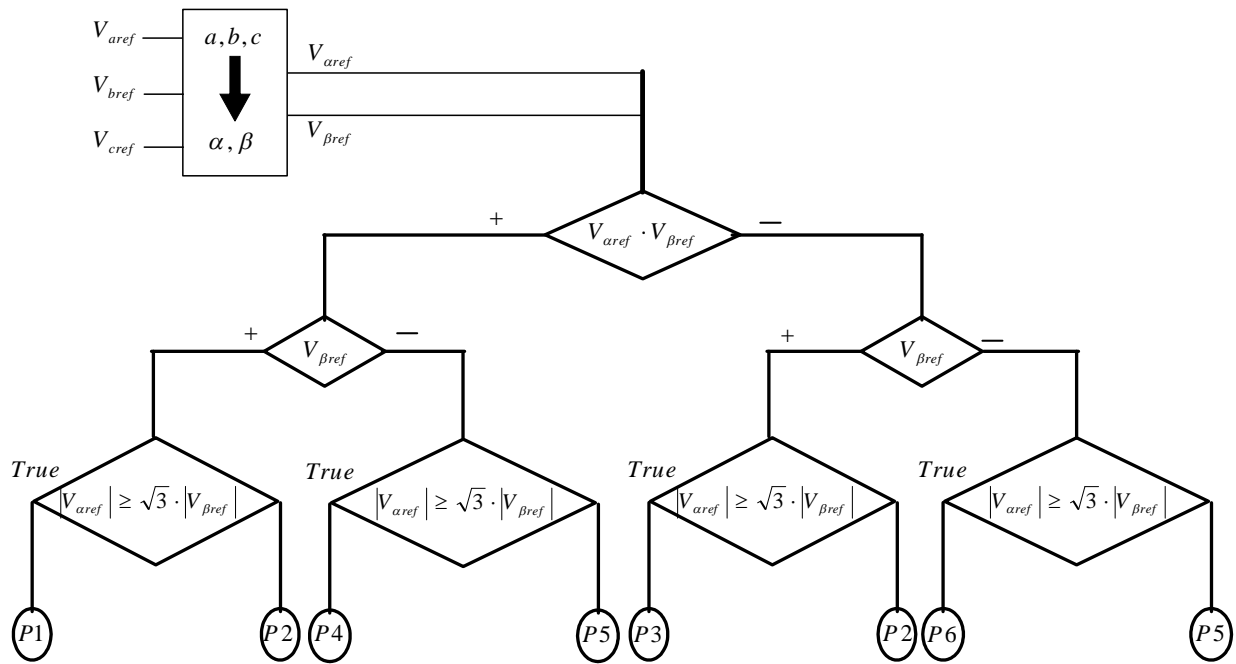


Fig.III.10. Organigramme pour la détermination des prismes.

La position du vecteur d'espace de référence peut être déterminée en deux étapes.

- 1- Détermination du prisme : au total, il existe six prismes possibles. L'organigramme de la Fig. III.10 expose clairement la méthode de détermination du prisme dans lequel se trouve le vecteur d'espace de référence;
- 2- Détermination du tétraèdre dans lequel le vecteur de référence est situé : chaque prisme contient quatre tétraèdres (Fig. III.11, Fig. III.12); la détermination du tétraèdre dans lequel se trouve le vecteur d'espace de référence est basée sur la polarité des composantes du vecteur d'espace de référence dans le repère $a - b - c$ tel que présenté dans le Tab. III.4.

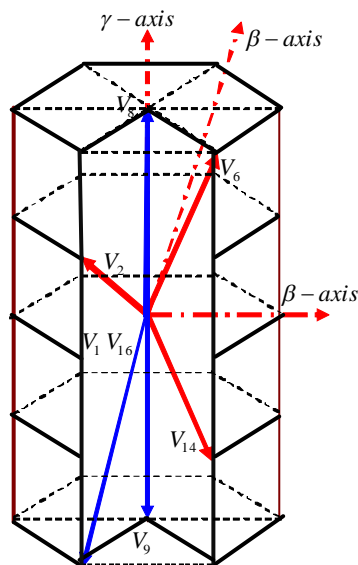


Fig.III.11. Représentation des vecteurs actifs dans un prisme (repère $\alpha\beta\gamma$).

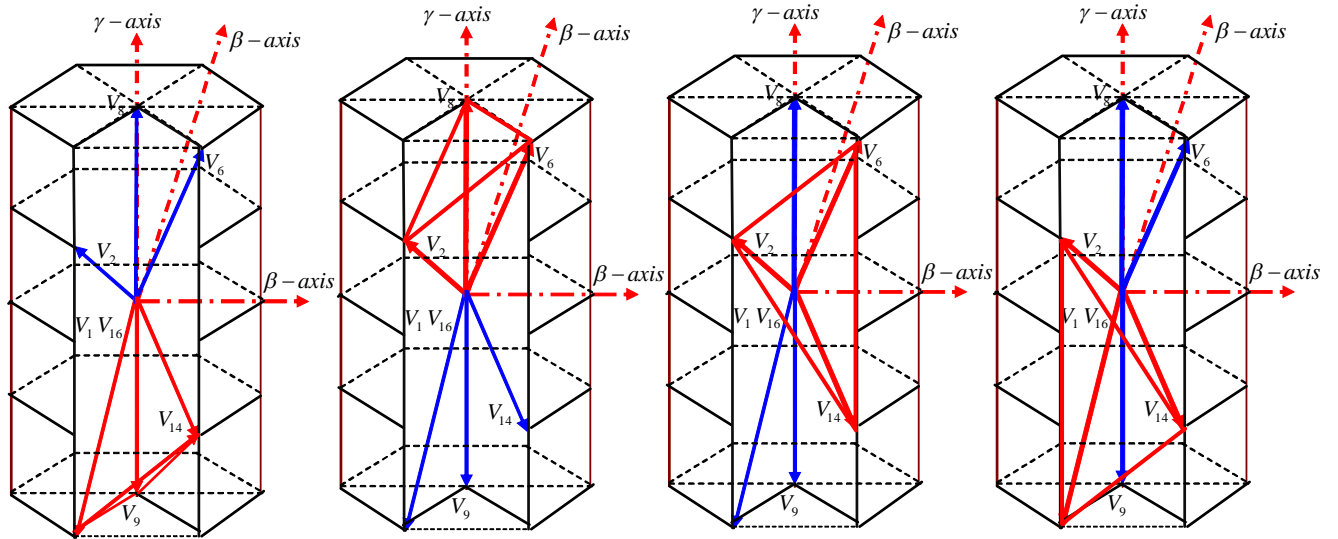


Fig.III.12. Visualisation des tétraèdres dans un prisme dans le repère $\alpha\beta\gamma$.

Tab.III.4. La détermination des tétraèdres.

Prism	Tetrahedron	Les vecteurs actifs						Reference vector components		
		V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_{af}	V_{bf}	V_{cf}
P_1	T_1	V^{15}	1101	V^{13}	1001	V^5	1000	\geq	\prec	\prec
	T_2	V^5	1000	V^7	1100	V^{15}	1101	\geq	\geq	\prec
	T_{13}	V^9	0001	V^{13}	1001	V^{15}	1101	\prec	\prec	\prec
	T_{14}	V^8	1110	V^7	1100	V^5	1000	\geq	\geq	\geq
P_2	T_3	V^3	0100	V^7	1100	V^{15}	1101	\geq	\geq	\prec
	T_4	V^{15}	1101	V^{11}	0101	V^3	0100	\prec	\geq	\prec
	T_{15}	V^9	0001	V^{11}	0101	V^{15}	1101	\prec	\prec	\prec
	T_{16}	V^8	1110	V^7	1100	V^3	0100	\geq	\geq	\geq
P_3	T_5	V^{12}	0111	V^{11}	0101	V^3	0100	\prec	\geq	\prec
	T_6	V^3	0100	V^4	0110	V^{12}	0111	\prec	\geq	\geq
	T_{17}	V^9	0001	V^{11}	0101	V^{12}	0111	\prec	\prec	\prec
	T_{18}	V^8	1110	V^4	0110	V^3	0100	\geq	\geq	\geq
P_4	T_7	V^2	0010	V^4	0110	V^{12}	0111	\prec	\geq	\geq
	T_8	V^{12}	0111	V^{10}	0011	V^2	0010	\prec	\prec	\geq
	T_{19}	V^9	0001	V^{10}	0011	V^{12}	0111	\prec	\prec	\prec
	T_{20}	V^8	1110	V^4	0110	V^2	0010	\geq	\geq	\geq
P_5	T_9	V^{14}	1011	V^{10}	0011	V^2	0010	\prec	\prec	\geq
	T_{10}	V^2	0010	V^6	1010	V^{14}	1011	\geq	\prec	\geq
	T_{21}	V^9	0001	V^{10}	0011	V^{14}	1011	\prec	\prec	\prec
	T_{22}	V^8	1110	V^6	1010	V^2	0010	\geq	\geq	\geq
P_6	T_{11}	V^{14}	1011	V^{13}	1001	V^5	1000	\geq	\prec	\prec
	T_{12}	V^5	1000	V^6	1010	V^{14}	1011	\geq	\prec	\geq
	T_{23}	V^9	0001	V^{13}	1001	V^{14}	1011	\prec	\prec	\prec
	T_{24}	V^8	1110	V^6	1010	V^5	1000	\geq	\geq	\geq

De la même manière, en utilisant (III.10), les durées d'application des vecteurs actifs peuvent être calculé en utilisant la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha ref} \\ V_{\beta ref} \\ V_{\gamma ref} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ V_{1\gamma} & V_{2\gamma} & V_{3\gamma} \end{bmatrix}}_N \cdot \frac{1}{T_z} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = N \cdot \frac{1}{T_z} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

Finalement:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = T_z \cdot N^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha ref} \\ V_{\beta ref} \\ V_{\gamma ref} \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

Cet algorithme peut être simplifié, car deux types distincts de distribution des tétraèdres dans les prismes sont possibles en fonction des vecteurs de commutation (Fig. III.13) et (Fig. III.14).

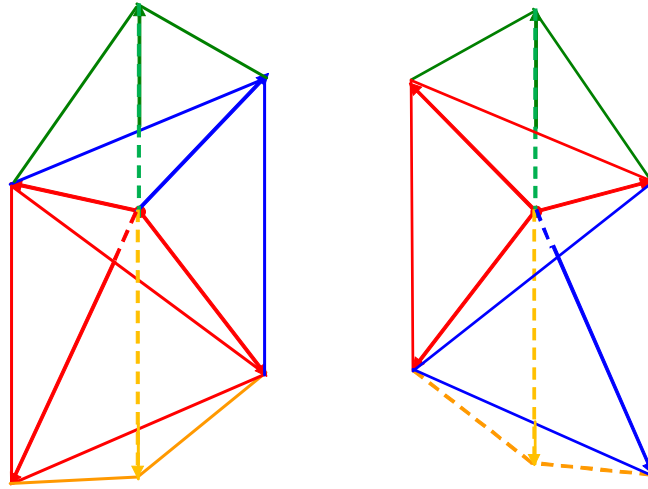


Fig.III.13 : Prismes I, III, V. Fig.14. Prismes II, IV, VI.

Il est évident que les tétraèdres supérieurs et inférieurs dans un même prisme ont la même forme dans les deux représentations. De ce fait le nombre des tétraèdres ayant des formes différentes dans les deux prismes peut être réduit à six. Par conséquent, seuls six paramètres sont nécessaires pour le calcul des durées d'application dans tout l'espace. Ces paramètres peuvent être évalués comme suit:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 3 & -\sqrt{3} & 0 \\ 2 & \frac{2}{2} & -1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 2 & \frac{2}{2} & -1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 2 & \frac{2}{2} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \\ V_{ref\gamma} \end{bmatrix} \cdot \frac{T_z}{V_g} \quad \text{et:} \quad \begin{bmatrix} a_7 \\ a_8 \\ a_9 \\ a_{10} \\ a_{11} \\ a_{12} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

Dans chaque tétraèdre, les durées d'application des vecteurs actifs peuvent être déterminées par:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_k \\ a_l \\ a_m \end{bmatrix} \quad \text{où:} \quad \begin{cases} k \in [1 \ 12], l \in [1 \ 12], m \in [1 \ 12] \\ k \neq l, k \neq m, l \neq m \\ k, l \text{ et } m \text{ sont des entiers} \end{cases} \quad (III.23)$$

III.3.3 Nouvel algorithme 3D-SVM pour l'onduleur à quatre bras

Une nouvelle méthode a été récemment proposée pour l'identification des tétraèdres ainsi que ses trois vecteurs adjacents non nuls [269]. Elle révèle la relation existant entre les trois tensions de référence du système triphasé et les durées d'application de trois vecteurs actifs adjacents pour chaque période d'échantillonnage. Ces trois vecteurs se trouvent dans un tétraèdre, la détermination de celui-ci étant cependant évitée. Dans cette méthode, chaque tétraèdre est nommé $T(x, y, z)$ et composé de trois vecteurs non nuls V_x , V_y et V_z . La présente méthode peut se déduire de celles précédemment décrites en remarquant que les prismes tronqués obtenus ont la même forme, les différences existant affectant exclusivement leur taille ainsi que leur position dans l'espace. S'appuyant sur ce constat, la transformation initiale utilisée pour passer du repère abc au repère $\alpha\beta\gamma$ est ici décomposée en trois sous matrices (Fig. III.15):

$$\begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = T_1 \cdot T_2 \cdot T_3 \tag{III.24}$$

Avec :

$$T_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}, T_2 = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 & \sqrt{\frac{1}{3}} \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\sqrt{\frac{1}{3}} & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}} \end{bmatrix}, T_3 = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{1}{3}} \end{bmatrix} \tag{III.25}$$

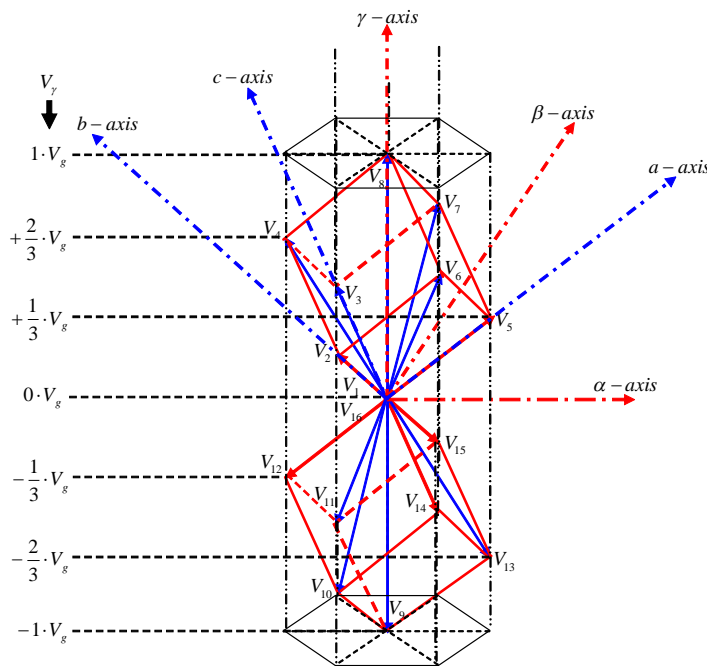


Fig.III.15. Les vecteurs de commutation dans les repères $\alpha - \beta - \gamma$ et $a - b - c$.

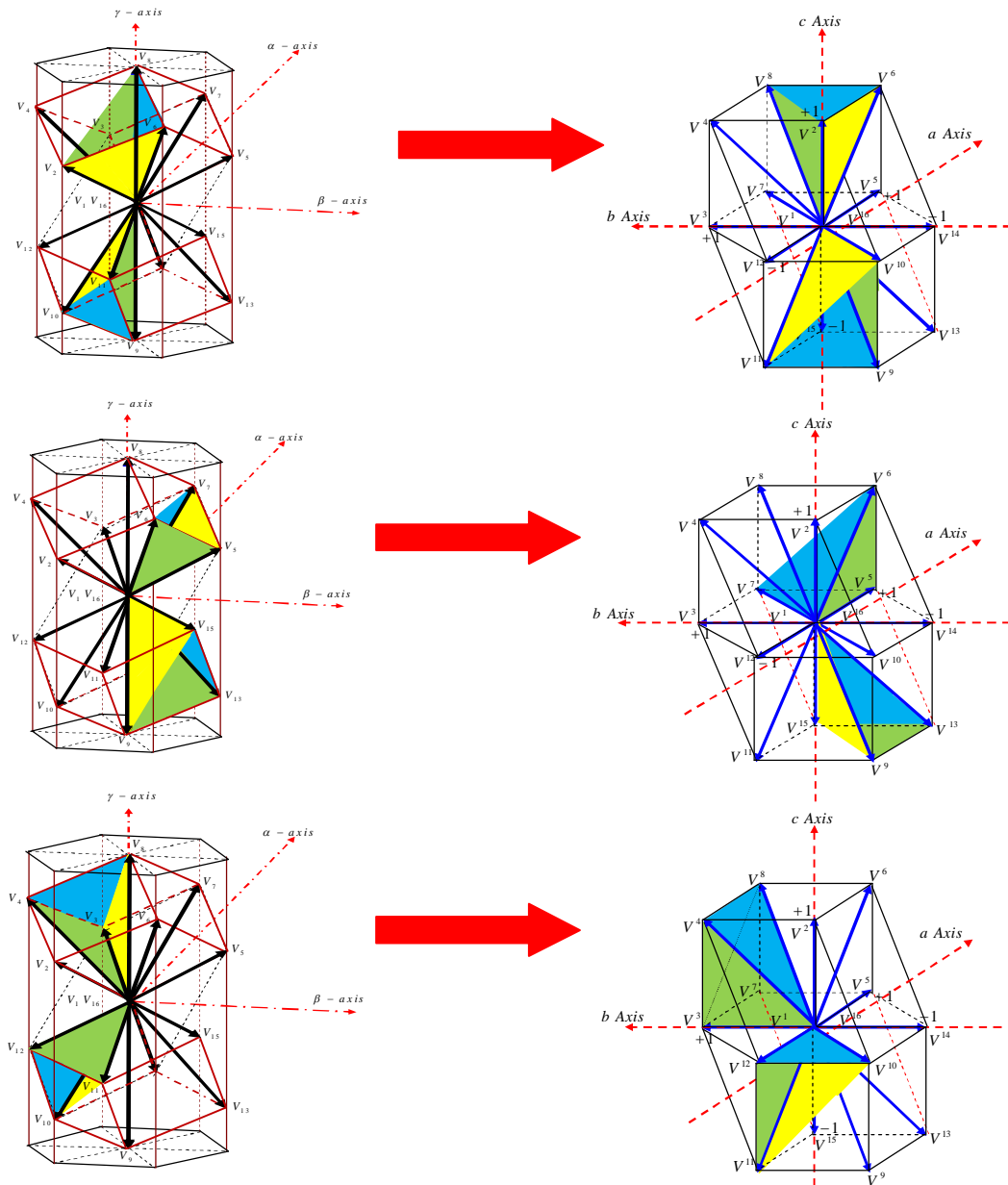


Fig.III.16. Comparaison des positions des tétraèdres dans les repères $\alpha - \beta - \gamma$ et $a - b - c$.

Pour éclaircir les transformations effectuées par les trois matrices, les trois axes x, y et z sont utilisés, ces vecteurs sont alignés avec les vecteurs $(V_8, V_7), (V_4, V_{11})$ et (V_2, V_{13}) respectivement. La première matrice représente une rotation des coordonnées abc autour de l'axe x d'un angle de 45° . Ensuite les nouvelles coordonnées obtenues par application de la première matrice sont transformées par la seconde matrice, où une rotation autour de l'axe y d'un angle de 36.25° est effectuée. Finalement la troisième matrice effectue une modification d'échelle du repère obtenu en multipliant y par $\sqrt{\frac{2}{3}}$ et x par $\sqrt{\frac{1}{3}}$.

Suite à l'application de (III.24), il est à remarquer que les vecteurs utilisés dans chaque tétraèdre sont les mêmes, aussi bien dans le repère $\alpha\beta\gamma$ que dans le repère abc , alors que ces vecteurs ont des positions spatiales différentes (Fig. III.16), par conséquent les durées d'application des vecteurs

adjacents sont indépendantes des coordonnées. Dans cette méthode la détermination du tétraèdre concerné peut être obtenue directement en comparant les valeurs relatives de U_a , U_b , U_c et zéro. Le zéro est utilisé dans la comparaison pour déterminer la polarité des tensions dans les trois phases. Si les tensions U_a, U_b, U_c et 0 sont ordonnées dans l'ordre décroissant, le nombre des permutations possible est 24, ce qui correspond au nombre de tétraèdres. Le tableau III.5 présente les relations entre les tétraèdres et l'ordre des tensions U_a, U_b, U_c et 0, celles-ci étant indiquées par les éléments U_1, U_2, U_3 et U_4 rangés par ordre décroissant:

$$U_1 \geq U_2 \geq U_3 \geq U_4 \quad (III.26)$$

Par conséquent le tétraèdre $T(x, y, z)$ peut être déterminé sans calcul complexe.

Par exemple : avec l'ordre des tensions suivant:

$$U_a \geq 0 \geq U_c \geq U_b$$

On aura:

$$U_1 = U_a, U_2 = 0, U_3 = U_c, U_4 = U_b.$$

En cas d'égalité entre deux éléments, la tension de référence se trouve sur la frontière existant entre deux tétraèdres adjacents. Si une égalité entre trois éléments a lieu, alors la tension de référence se trouve sur la frontière de six tétraèdres. Si le premier élément et le deuxième élément sont égaux d'une part et le troisième élément et le quatrième élément sont égaux d'autre part, la tension de référence se trouve sur la frontière de quatre tétraèdres. Les exemples suivants présentent les différents cas susceptibles de se produire:

- 1- Si $U_c \geq U_a \geq U_b = 0$, la tension de référence se trouve à l'interface de $T(2,10,11)$ et $T(2,10,14)$, contenant les vecteurs V_1 et V_7 .
- 2- Si $U_b \geq U_c = 0 = U_a$, la tension de référence est parallèle à V_4 et se trouve à l'interface de $T(4,5,7), T(4,5,13), T(4,6,7), T(4,6,14), T(4,12,13)$ et $T(4,12,14)$.
- 3- Si $U_b = U_c \geq 0 = U_a$, cela signifie que le vecteur de la tension de référence est parallèle à V_6 à l'interface de $T(2,6,7), T(2,6,14), T(4,6,7)$ et $T(4,6,14)$.
- 4- Si $U_c = U_b = U_a = 0$, le vecteur de la tension de référence est nul.

Tab.III.5. La détermination des tétraèdres.

Tetrahedron	Vecteurs	$U_1 \geq U_2 \geq U_3 \geq U_4$	Tetrahedron	Vecteurs	$U_1 \geq U_2 \geq U_3 \geq U_4$
1	$T(1,3,7)$	$0 \geq U_c \geq U_b \geq U_a$	13	$T(4,5,7)$	$U_b \geq 0 \geq U_c \geq U_a$
2	$T(1,3,11)$	$0 \geq U_c \geq U_a \geq U_b$	14	$T(4,5,13)$	$U_b \geq 0 \geq U_a \geq U_c$
3	$T(1,5,7)$	$0 \geq U_b \geq U_c \geq U_a$	15	$T(4,6,7)$	$U_b \geq U_c \geq 0 \geq U_c$
4	$T(1,5,13)$	$0 \geq U_b \geq U_a \geq U_c$	16	$T(4,6,14)$	$U_b \geq U_c \geq U_c \geq 0$
5	$T(1,9,11)$	$0 \geq U_a \geq U_c \geq U_b$	17	$T(4,12,13)$	$U_b \geq U_a \geq 0 \geq U_c$
6	$T(1,9,13)$	$0 \geq U_a \geq U_b \geq U_c$	18	$T(4,12,14)$	$U_b \geq U_a \geq U_c \geq 0$
7	$T(2,3,7)$	$U_c \geq 0 \geq U_b \geq U_a$	19	$T(8,9,11)$	$U_a \geq 0 \geq U_c \geq U_b$
8	$T(2,3,11)$	$U_c \geq 0 \geq U_a \geq U_b$	20	$T(8,9,13)$	$U_a \geq 0 \geq U_b \geq U_c$
9	$T(2,6,7)$	$U_c \geq U_b \geq 0 \geq U_a$	21	$T(8,10,11)$	$U_a \geq U_c \geq 0 \geq U_b$
10	$T(2,6,14)$	$U_c \geq U_b \geq U_a \geq 0$	22	$T(8,10,14)$	$U_a \geq U_c \geq U_b \geq 0$
11	$T(2,10,11)$	$U_c \geq U_a \geq 0 \geq U_b$	23	$T(8,12,13)$	$U_a \geq U_b \geq 0 \geq U_c$
12	$T(2,10,14)$	$U_c \geq U_a \geq U_b \geq 0$	24	$T(8,12,14)$	$U_a \geq U_b \geq U_c \geq 0$

Il est évidant que la détermination du tétraèdre $T(x, y, z)$ va permettre la sélection des trois vecteurs V_x, V_y et V_z et le calcul des durées d'application de chaque vecteur. Les vecteurs contenus dans un tétraèdre sont indexés par les paramètres x, y et z . La règle de détermination de ces paramètres est définie par les expressions suivantes:

$$x = 2^i, y = x + 2^j, z = y + 2^k \tag{III.27}$$

i, j et k sont déterminés à partir des éléments U_1, U_2 et U_3 . Similairement au paramètre r , qui est utilisé ultérieurement pour le calcul des durées d'application des trois vecteurs.

$$i = \begin{cases} 0 & U_1 = 0 \\ 1 & U_1 = U_c \\ 2 & U_1 = U_b \\ 3 & U_1 = U_a \end{cases}, j = \begin{cases} 0 & U_1 = 0 \\ 1 & U_1 = U_c \\ 2 & U_1 = U_b \\ 3 & U_1 = U_a \end{cases}, k = \begin{cases} 0 & U_1 = 0 \\ 1 & U_1 = U_c \\ 2 & U_1 = U_b \\ 3 & U_1 = U_a \end{cases}, r = \begin{cases} 0 & U_1 = 0 \\ 1 & U_1 = U_c \\ 2 & U_1 = U_b \\ 3 & U_1 = U_a \end{cases} \tag{III.28}$$

Cette méthode peut être aussi appliquée dans le repère $\alpha\beta\gamma$ que dans le repère abc . Les états des paramètres x, y et z ou les vecteurs tensions V_x, V_y et V_z sont indépendants des coordonnées et peuvent être déterminés uniquement à partir des valeurs relatives de U_a, U_b et U_c uniquement. Il a été démontré que les durées d'application des vecteurs dans un tétraèdre peuvent être calculées selon l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \frac{T_p}{U_{dc}} \begin{bmatrix} a_1 & a_4 & a_7 \\ a_2 & a_5 & a_8 \\ a_3 & a_6 & a_9 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \tag{III.29}$$

Comme les éléments a_i de la matrice ci-dessus prennent les valeurs 0, 1, ou -1, seules des additions et soustractions entre les tensions U_a , U_b et U_c sont nécessaire, hormis la multiplication par T_p et la division sur U_{dc} (coefficient T_p/U_{dc}). Les valeurs de a_i sont déterminées comme suite:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \begin{cases} 1 & i=3 \\ -1 & j=3 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_2 = \begin{cases} 1 & j=3 \\ -1 & k=3 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_3 = \begin{cases} 1 & k=3 \\ -1 & r=3 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \\
 a_4 &= \begin{cases} 1 & i=2 \\ -1 & j=2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_5 = \begin{cases} 1 & j=2 \\ -1 & k=2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_6 = \begin{cases} 1 & k=2 \\ -1 & r=2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \\
 a_7 &= \begin{cases} 1 & i=1 \\ -1 & j=1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_8 = \begin{cases} 1 & j=1 \\ -1 & k=1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_9 = \begin{cases} 1 & k=1 \\ -1 & r=1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{III.30}$$

Celles-ci peuvent être représentées en fonction des tensions relatives élémentaires:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \begin{cases} 1 & U_a = U_1 \\ -1 & U_a = U_2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_2 = \begin{cases} 1 & U_a = U_2 \\ -1 & U_a = U_3 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_3 = \begin{cases} 1 & U_a = U_3 \\ -1 & U_a = U_4 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \\
 a_4 &= \begin{cases} 1 & U_b = U_1 \\ -1 & U_b = U_2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_5 = \begin{cases} 1 & U_b = U_2 \\ -1 & U_b = U_3 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_6 = \begin{cases} 1 & U_b = U_3 \\ -1 & U_b = U_4 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \\
 a_7 &= \begin{cases} 1 & U_c = U_1 \\ -1 & U_c = U_2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_8 = \begin{cases} 1 & U_c = U_2 \\ -1 & U_c = U_3 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}, a_9 = \begin{cases} 1 & U_c = U_3 \\ -1 & U_c = U_4 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{III.31}$$

En substituant ces valeurs dans (III.29) et en utilisant les définitions de i , j , k et r , les durées d'application des vecteurs adjacents V_x , V_y et V_z peuvent être exprimées par (III.32). Il apparaît alors que ces dernières dépendent uniquement des vecteurs relatifs des tensions U_1 , U_2 , U_3 et U_4 :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \frac{T_p}{U_{dc}} \cdot \begin{bmatrix} U_1 - U_2 \\ U_2 - U_3 \\ U_3 - U_4 \end{bmatrix} \tag{III.32}$$

III.3.4 Proposition d'un nouvel algorithme 3D-SVM pour les onduleurs à quatre bras

Nous présentons un nouvel algorithme 3D-SVPWM pour la commande d'onduleur à quatre bras et à deux niveaux [270], [275-276]. Celui-ci repose sur une nouvelle méthode de détermination de la position spatiale du vecteur de la tension de référence et ce, même si le système triphasé de

tension présente un déséquilibre, des harmoniques ou les deux en même temps. Comme il est déjà rapporté dans les autres algorithmes, le vecteur de référence est remplacé par trois vecteurs actifs et deux vecteurs nuls suivants leur durées d'application [258-268]. Ces vecteurs actifs correspondent aux vecteurs définissant le tétraèdre dans lequel le vecteur de référence en question se trouve. Dans le présent algorithme, la numérotation des tétraèdres est différente de celle présentée dans les travaux précédents, le numéro du tétraèdre actif étant déterminé par un nouveau processus, plus simple, plus rapide et pouvant être implémenté facilement. A partir de (III.5) et (III.16), les tensions dans le repère $\alpha\beta\gamma$ peuvent être présentées par:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} S_a - S_f \\ S_b - S_f \\ S_c - S_f \end{bmatrix} \cdot V_g \quad (III.33)$$

D'où :

$$\begin{aligned} V_{ref\alpha} &= \frac{2}{3} \cdot \left(S_a - \frac{1}{2} \cdot (S_b + S_c) \right) \\ V_{ref\beta} &= \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} S_b - \frac{\sqrt{3}}{2} S_c \right) \\ V_{ref\gamma} &= \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{1}{2} S_a + \frac{1}{2} S_b + \frac{1}{2} S_c + \frac{3}{2} S_f \right) \end{aligned} \quad (III.34)$$

L'état de commutation du quatrième bras n'apparaît que dans les expressions des composantes dans le plan $\alpha - \beta$. L'effet de la commutation du quatrième bras n'affecte que la composante γ . Les différents états de commutation possibles de l'onduleur à quatre bras sont résumés dans le tableau (Tab. III.6). Une visualisation graphique de ces vecteurs est représentée sur la figure (Fig. III.17).

Tab. III.6. Les composantes des vecteurs de commutation dans le repère $\alpha - \beta - \gamma$.

Vecteur	$S_a S_b S_c S_f$	V_{af}/V_g	V_{bf}/V_g	V_{cf}/V_g	V_α/V_g	V_β/V_g	V_γ/V_g
V^1	0000	0	0	0	0	0	0
V^2	0010	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$+\frac{1}{3}$
V^3	0100	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	$+\frac{1}{3}$
V^4	0110	0	1	1	$-\frac{2}{3}$	0	$+\frac{2}{3}$
V^5	1000	1	0	0	$+\frac{2}{3}$	0	$+\frac{1}{3}$
V^6	1010	1	0	1	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$+\frac{2}{3}$
V^7	1100	1	1	0	$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	$+\frac{2}{3}$
V^8	1110	1	1	1	0	0	1
V^9	0001	-1	-1	-1	0	0	-1
V^{10}	0011	-1	-1	0	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{3}$
V^{11}	0101	-1	0	-1	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2}{3}$
V^{12}	0111	-1	0	0	$-\frac{2}{3}$	0	$-\frac{1}{3}$
V^{13}	1001	0	-1	-1	$+\frac{2}{3}$	0	$-\frac{2}{3}$
V^{14}	1011	0	-1	0	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{3}$
V^{15}	1101	0	0	-1	$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{3}$
V^{16}	1111	0	0	0	0	0	0

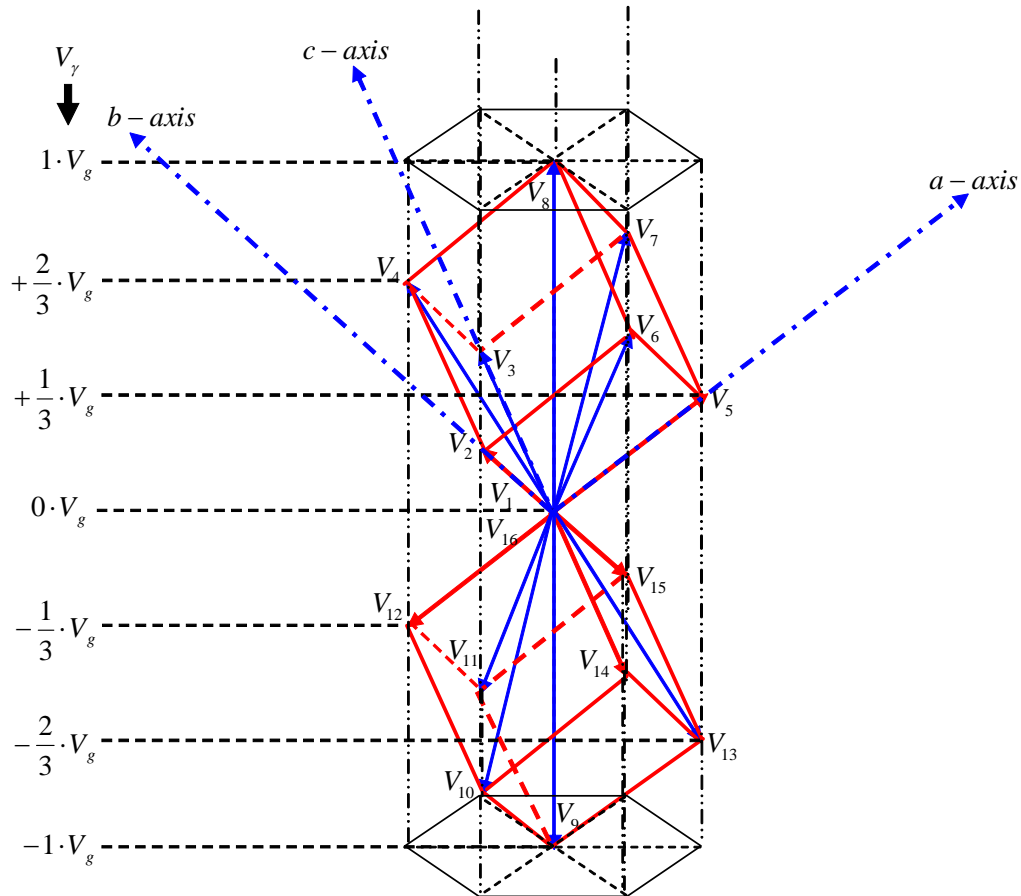


Fig.III.17. Représentation des vecteurs de commutation possibles dans le repère $a-b-c$.

III.3.4.1 Détermination des prismes triangulaires tronqués

Comme indiqué précédemment, les trois algorithmes sont essentiellement fondés sur les composantes de la tension de référence dans le repère $a-b-c$. Dans le cas considéré le calcul de la composante homopolaire de la tension de référence n'est pas nécessaire, seules les valeurs de la tension de référence dans le repère $a-b-c$ sont requises. Une nouvelle méthode de détermination du prisme triangulaire tronqué (TP), dans lequel le vecteur d'espace de tension de référence se situe, est proposée ; celle-ci est basée sur l'utilisation de quatre coefficients, notés C_0, C_1, C_2 et C_3 , leur valeur pouvant être calculées au moyen de deux variables définies par les expressions suivantes:

$$x = \frac{V_\alpha}{\|V\|} \tag{III.35}$$

$$y = \frac{V_\beta}{\|V\|} \tag{III.36}$$

Où:

$$\|V\| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{III.37}$$

Les coefficients peuvent être calculés comme suit:

$$\begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ INT\left(\frac{5}{2} - x - \varepsilon\right) \\ INT(1 - y - \varepsilon) \\ INT\left(\frac{5}{2} + x + \varepsilon\right) \end{bmatrix} \quad (III.38)$$

ε est utilisé afin d'éviter l'indétermination qui apparaît lorsque le vecteur de référence franchit la frontière entre deux triangles adjacents dans le plan $\alpha\beta$, le vecteur de référence devant, pour chaque pas d'échantillonnage, être contenu dans un triangle spécifique (Fig. III.18-c-). D'autre part, dans le cas du premier algorithme, le vecteur de référence évolue à travers six prismes (Fig. 18-b-), pouvant être réduits à six pentaèdres ou six prismes triangulaires tronqués (TP) (Fig. III.18-a-). La numérotation des prismes tronqués est présentée dans le Tab. III.7, le numéro de chaque TP peut être déterminé au moyen de la relation suivante:

$$TP = 3C_2 + \sum_{i=0}^2 (-1)^i C_i C_{i+1} \quad (III.39)$$

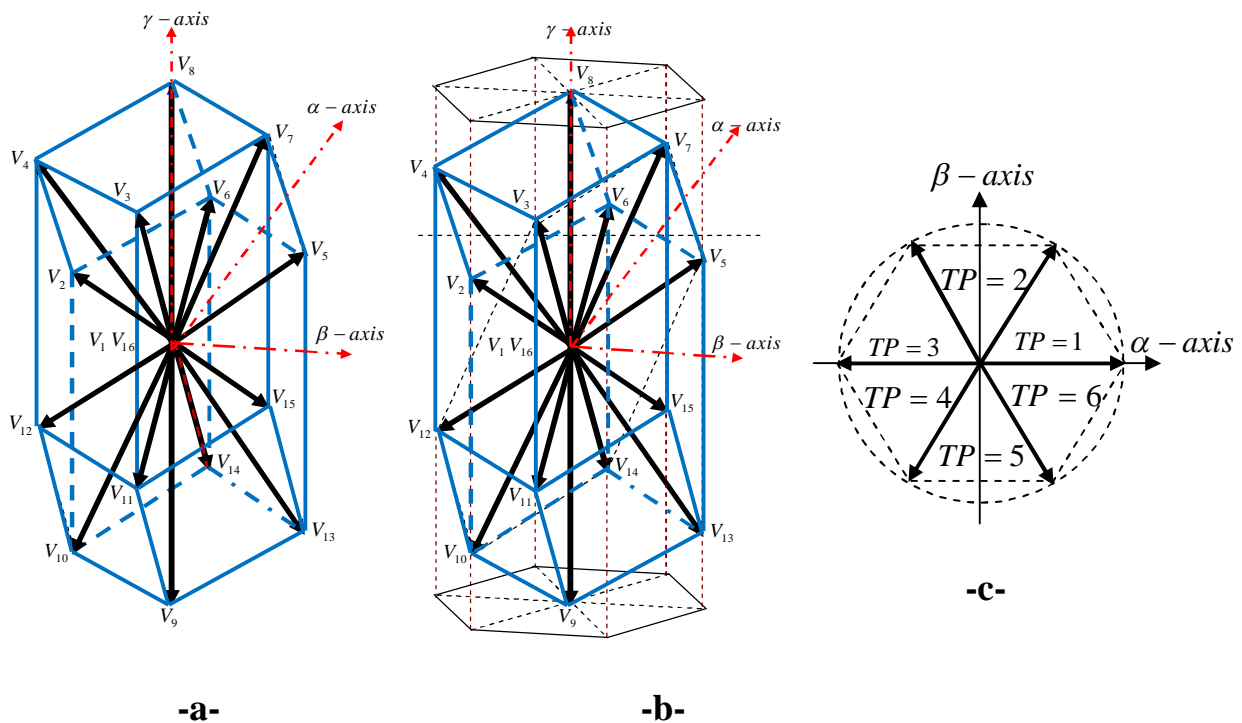


Fig.III.18. Présentation de l'espace exact contenant les vecteurs de commutation le repère $\alpha - \beta - \gamma$.

Tab.III.7. Détermination des prismes tronqués TPs.

Prism	x	y	C ₁	C ₂	C ₃
1	$\begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$	1	0	3
2	$\begin{bmatrix} -1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$	2	0	2
3	$\begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$	3	0	1
4	$\begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$	3	1	1
5	$\begin{bmatrix} -1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ -\sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$	2	1	2
6	$\begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$	1	1	3

III.3.4.2 La Détermination des tétraèdres

Dans chaque *TP* il y a six vecteurs tel que présentés dans le Tab. III.8, ces vecteurs définissent quatre tétraèdres. Chaque tétraèdre contient trois vecteurs actifs parmi les six vecteurs du Tab. III.8. Le mode de sélection du tétraèdre dépend du changement de polarité de chaque composante de commutation inclus dans un vecteur. La formule suivante permet de déterminer le tétraèdre dans lequel le vecteur d'espace de tension se trouve.

$$T_h = 4(TP - 1) + 1 + \sum_1^3 a_i \quad (III.40)$$

Où:

$$a_i = 1 \quad \text{if} \quad V_i \geq 0 \quad \text{else} \quad a_i = 0$$

$$i = a, b, c$$

A partir de Fig. III.17, on constate que la localisation des prismes tronqués est la même pour les deux algorithmes sur les deux repères $a-b-c$ et $\alpha-\beta-\gamma$. Où, il est important de remarquer aussi qu'à partir des six prismes tronqués, seulement deux formes peuvent être présentées, cela signifie qu'il n'y a que deux éventuelles formes alternées, mais avec des vecteurs actifs différents (Fig. III.19) et (fig. III.20). Tableau III.8 présente les vecteurs actifs correspondants à chaque prisme, Fig. III.21 montre une représentation détaillant de l'ensemble des vecteurs actifs dans chaque prisme tronqué.

Tab.III.8. Les vecteurs actifs correspondants à chaque prisme.

	TTP				TTP		
	5	1	3		6	2	4
A ₁	V ⁸	V ⁸	V ⁸	B ₁	V ⁸	V ⁸	V ⁸
A ₂	V ²	V ⁵	V ³	B ₂	V ⁶	V ⁷	V ⁴
A ₃	V ¹⁰	V ¹³	V ¹¹	B ₃	V ¹⁴	V ¹⁵	V ¹²
A ₄	V ¹⁴	V ¹⁵	V ¹²	B ₄	V ¹³	V ¹¹	V ¹⁰
A ₅	V ⁶	V ⁷	V ⁴	B ₅	V ⁵	V ³	V ²
A ₆	V ⁹	V ⁹	V ⁹	B ₆	V ⁹	V ⁹	V ⁹

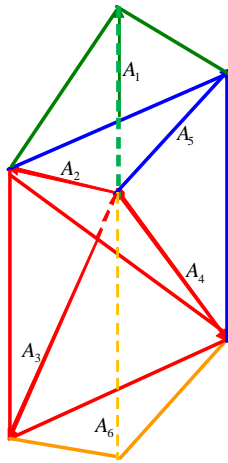


Fig.III.19. La première forme du prisme tronqué trouve dans les TTPs.

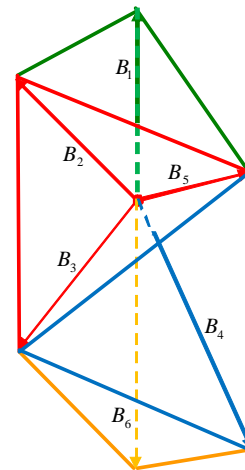


Fig.III.20. La deuxième forme du prisme tronqué trouve dans les TTPs.

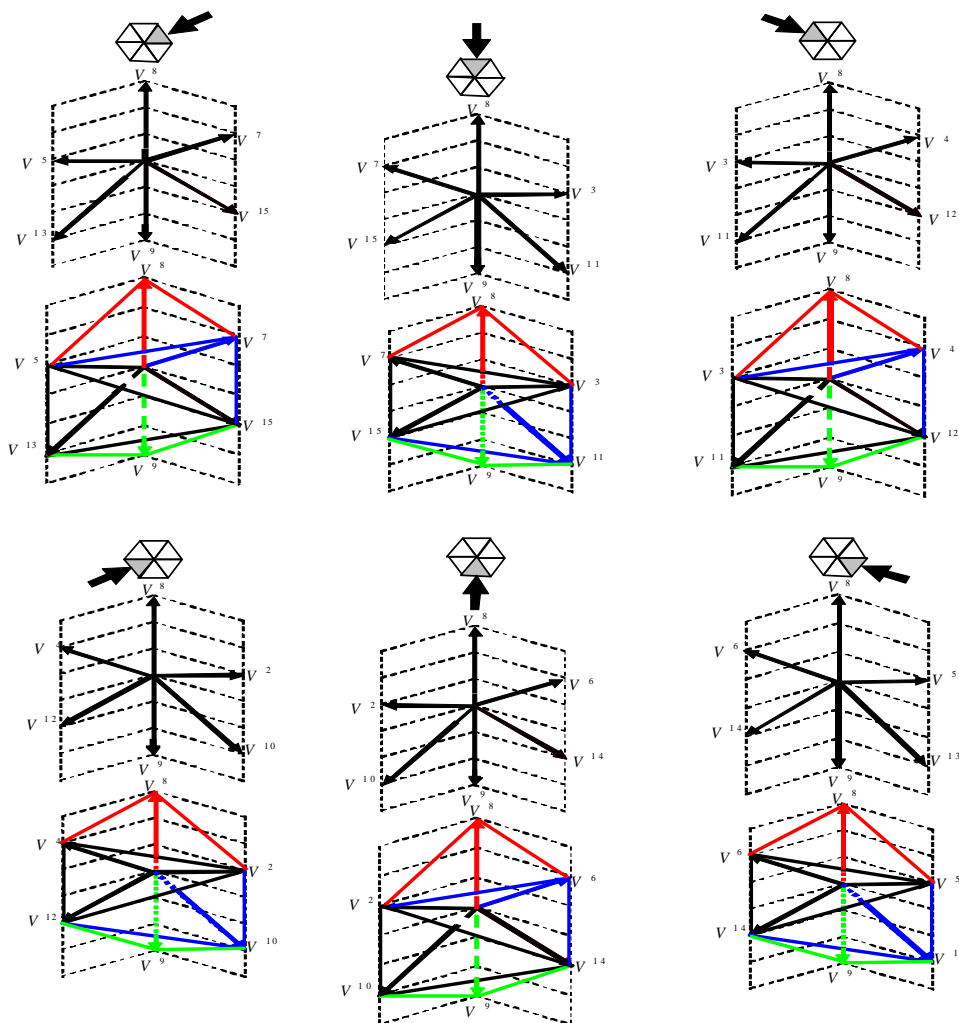


Fig.III.21. La présentation de la distribution des vecteurs actifs dans les six TTPs.

Pour clarifier le processus de détermination de TP et T_h pour les différentes tensions triphasées de référence qui peuvent survenir. Les figures III.22, III.23, III.24, III.25 et III.26 présentent ces cas, où:

- Les figures notées par « a » présentent le système triphasé de tension de référence;
- Les figures notées par « b » présentent la trajectoire du vecteur d'espace de référence du système triphasé de tension;

- Les figures notées par « c » présentent le TP où le vecteur d'espace de référence est situé dans chaque temps d'échantillonnage ;
- Les figures notées par « d » présentent T_h .

Cas I: Un système de tension équilibré

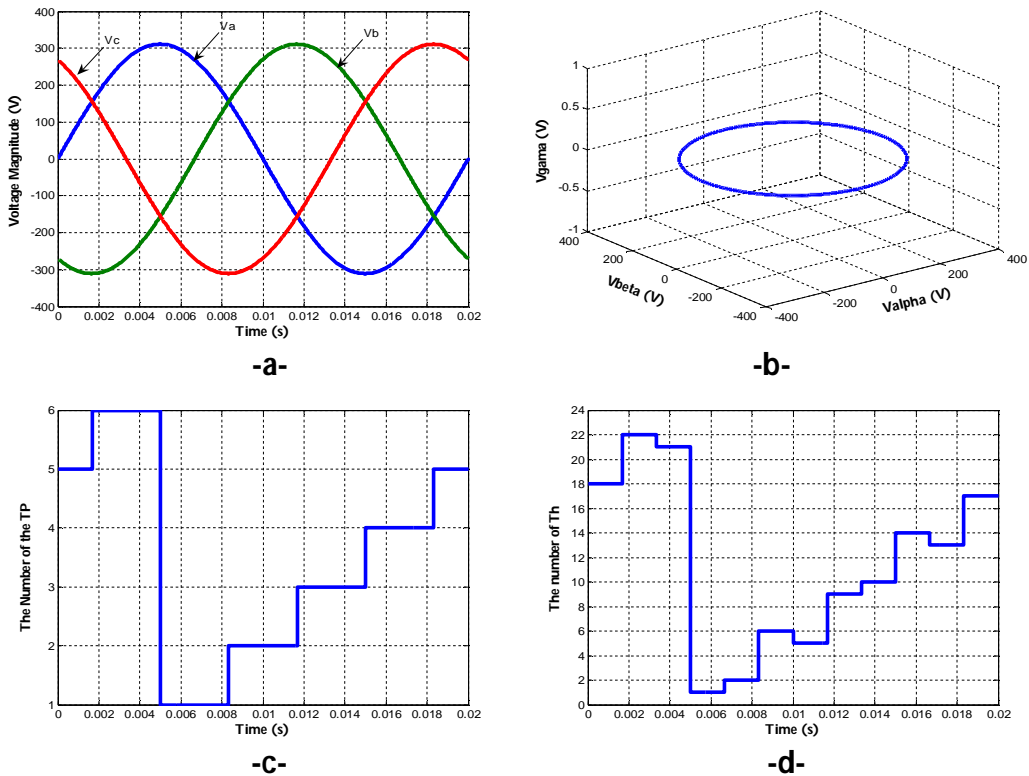


Fig.III.22. Présentation du système de tension, le vecteur d'espace de tension, TP et T_h .

Cas II: Un système de tension déséquilibré

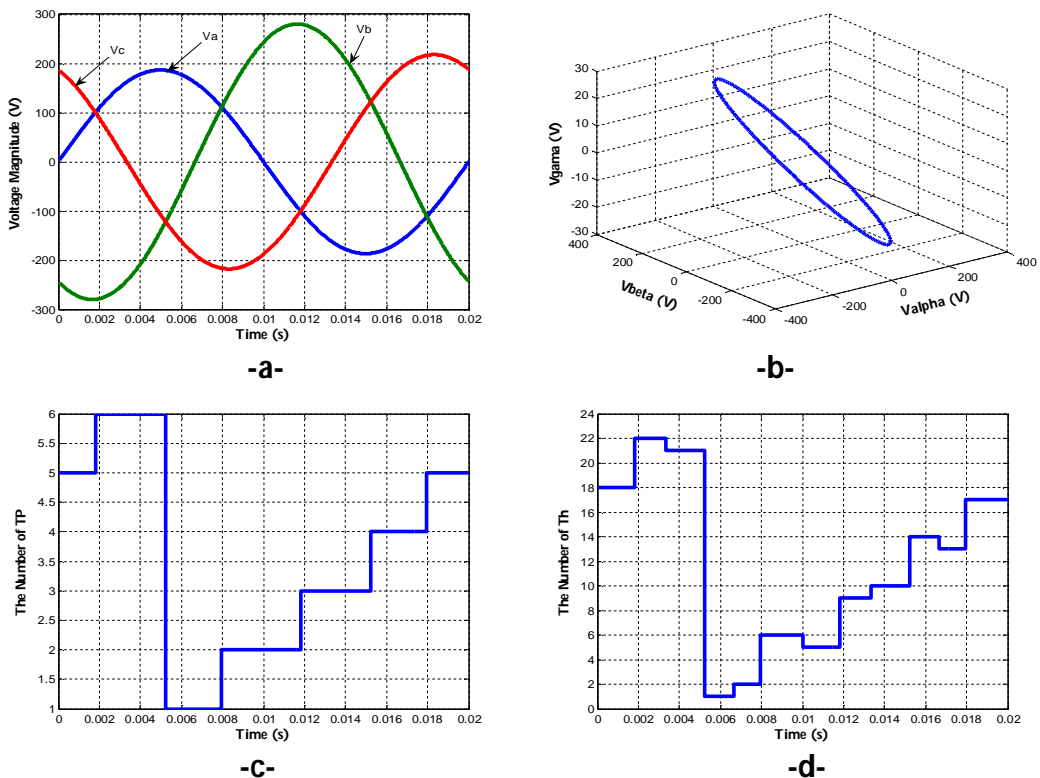


Fig.III.23. Présentation du système de tension, le vecteur d'espace de tension, TP et T_h .

Cas III: Un système de tension équilibré avec la présence des harmoniques

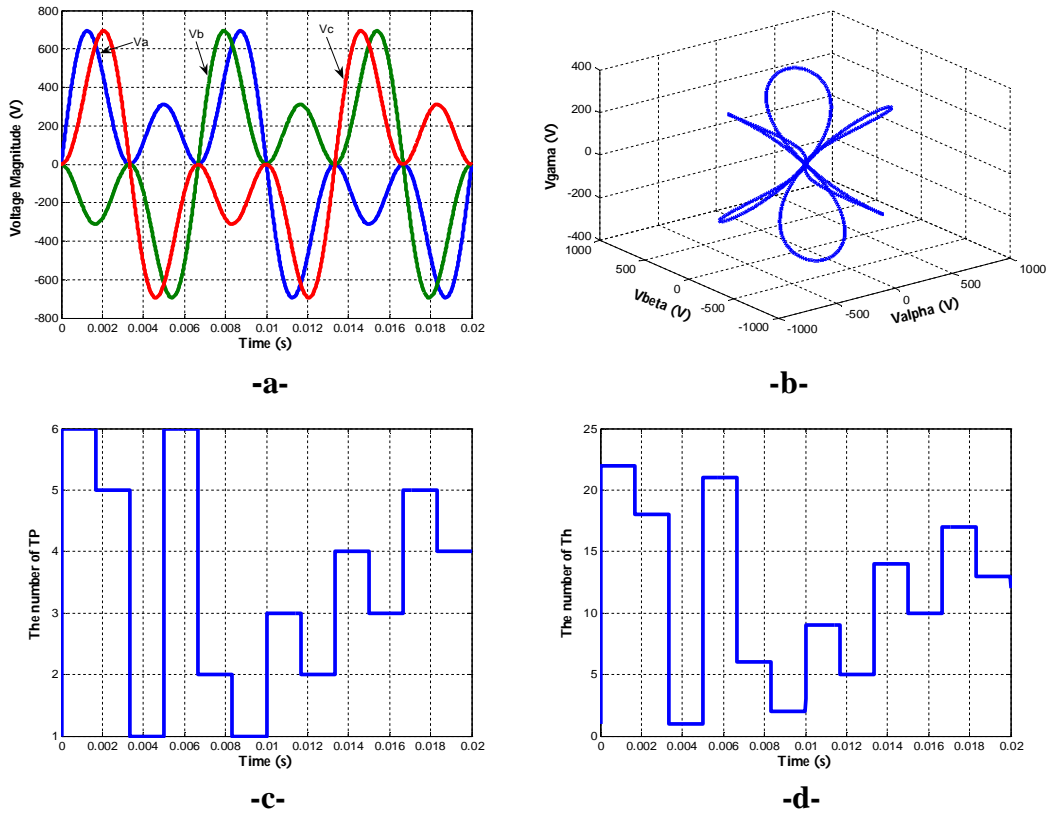


Fig.III.24. Présentation du système de tension, le vecteur d'espace de tension, TP et T_h .

Cas IV: Un système de tension déséquilibré avec la présence des harmoniques

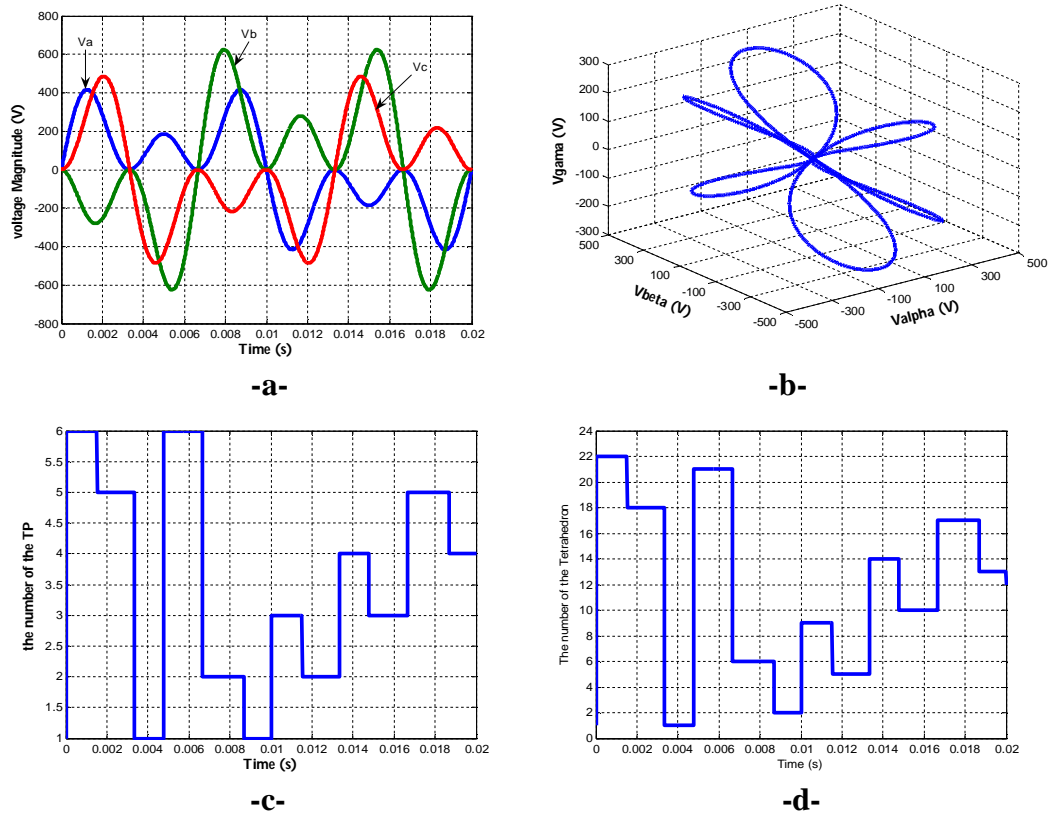


Fig.III.25. Présentation du système de tension, le vecteur d'espace de tension, TP et T_h .

Cas V: Un système de tension déséquilibré avec la présence des harmoniques déséquilibrées

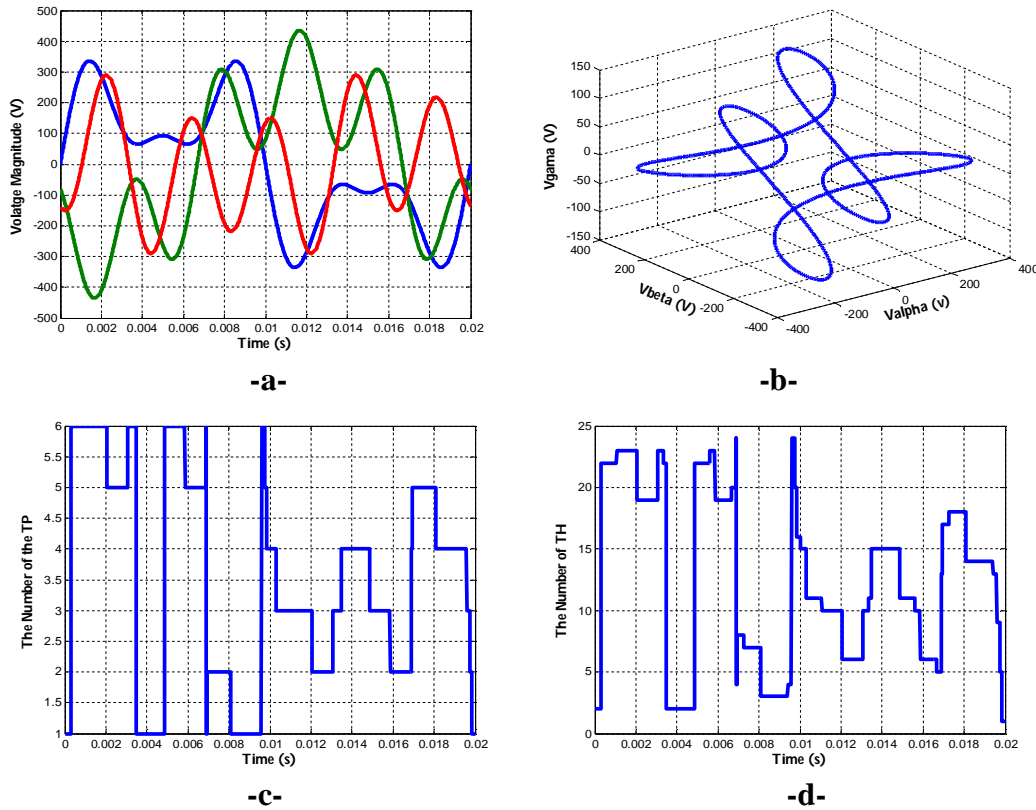


Fig.III.26. Présentation du système de tension, le vecteur d'espace de tension, TP et T_h .

III.3.4.3 Le calcul des temps d'application

Pour satisfaire au principe de SVPWM comme il est indiqué dans (III.10), cette équation peut être réécrite comme suit:

$$V_{ref} \cdot T_z = \sum_{i=0}^3 T_i \cdot V_i \tag{III.41}$$

Où:

$$T_z = \sum_{i=0}^3 T_i \tag{III.42}$$

Dans cette équation, les composantes du vecteur de tension dans le repère $a-b-c$ ou dans le repère $\alpha-\beta-\gamma$ peuvent être utilisées pour le calcul du temps d'application des vecteurs actifs, bien sûr les mêmes résultats peuvent être déduits avec l'utilisation des deux repères. Les vecteurs V_1, V_2 et V_3 présentent les arêtes du tétraèdre dans lequel le vecteur de référence est localisé. Ainsi, chaque vecteur peut prendre les seize possibilités présentées par les différentes possibilités de commutation. Aussi, ces vecteurs ont leurs composantes dans le repère $\alpha-\beta-\gamma$ comme suit:

$$V_1 = \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{\gamma 1} \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{f1} \\ S_{b1} - S_{f1} \\ S_{c1} - S_{f1} \end{bmatrix} \cdot V_g \quad (III.43)$$

$$V_2 = \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \\ V_{\gamma 2} \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} S_{a2} - S_{f2} \\ S_{b2} - S_{f2} \\ S_{c2} - S_{f2} \end{bmatrix} \cdot V_g \quad (III.44)$$

$$V_3 = \begin{bmatrix} V_{\alpha 3} \\ V_{\beta 3} \\ V_{\gamma 3} \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} S_{a3} - S_{f3} \\ S_{b3} - S_{f3} \\ S_{c3} - S_{f3} \end{bmatrix} \cdot V_g \quad (III.45)$$

D'après (III.41), (III.43), (III.44) et (III.45) les expressions suivantes peuvent être déduites:

$$T_1 \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{f1} \\ S_{b1} - S_{f1} \\ S_{c1} - S_{f1} \end{bmatrix} + T_2 \cdot \begin{bmatrix} S_{a2} - S_{f2} \\ S_{b2} - S_{f2} \\ S_{c2} - S_{f2} \end{bmatrix} + T_3 \cdot \begin{bmatrix} S_{a3} - S_{f3} \\ S_{b3} - S_{f3} \\ S_{c3} - S_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_g} \cdot C^{-1} \cdot V_{ref} \cdot T_z \quad (III.46)$$

Où:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{f1} & S_{a2} - S_{f2} & S_{a3} - S_{f3} \\ S_{b1} - S_{f1} & S_{b2} - S_{f2} & S_{b3} - S_{f3} \\ S_{c1} - S_{f1} & S_{c2} - S_{f2} & S_{c3} - S_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_g} \cdot C^{-1} \cdot V_{ref} \cdot T_z \quad (III.47)$$

Finalement:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_g} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{f1} & S_{a2} - S_{f2} & S_{a3} - S_{f3} \\ S_{b1} - S_{f1} & S_{b2} - S_{f2} & S_{b3} - S_{f3} \\ S_{c1} - S_{f1} & S_{c2} - S_{f2} & S_{c3} - S_{f3} \end{bmatrix}^{-1} \cdot C^{-1} \cdot V_{ref} \cdot T_z \quad (III.48)$$

Dans le cas général, l'équation suivante peut être utilisée pour calculer le temps d'application des trois composantes utilisées dans le même tétraèdre même:

$$T_i = \sigma \cdot \begin{bmatrix} (S_{ai} - S_{fi}) \cdot ((S_{bj} - S_{fj}) \cdot (S_{ck} - S_{fk}) - (S_{bk} - S_{fk}) \cdot (S_{cj} - S_{fj})) \\ (S_{bi} - S_{fi}) \cdot ((S_{ak} - S_{fk}) \cdot (S_{cj} - S_{fj}) - (S_{aj} - S_{fj}) \cdot (S_{ck} - S_{fk})) \\ (S_{ci} - S_{fi}) \cdot ((S_{aj} - S_{fj}) \cdot (S_{bk} - S_{fk}) - (S_{ak} - S_{fk}) \cdot (S_{bj} - S_{fj})) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

Avec:

$$\sigma = \frac{1}{\sum_1^3 (S_{ai} - S_{fi}) \cdot [(S_{bj} - S_{fj}) \cdot (S_{ck} - S_{fk}) - (S_{bk} - S_{fk}) \cdot (S_{cj} - S_{fj})]} \quad (III.50)$$

Les variables j et k sont utilisées pour simplifier les calculs, tel que:

$$j = i + 1 - 3 \cdot INT(i/3); k = i + 2 - 3 \cdot INT((i+1)/3) \quad i = 1,2,3$$

Ou on peut présenter les temps d'application séparément:

$$T_1 = \sigma \cdot \begin{bmatrix} (S_{a1} - S_{f1}) \cdot ((S_{b2} - S_{f2}) \cdot (S_{c3} - S_{f3}) - (S_{b3} - S_{f3}) \cdot (S_{c2} - S_{f2})) \\ (S_{b1} - S_{f1}) \cdot ((S_{a3} - S_{f2}) \cdot (S_{c2} - S_{f2}) - (S_{a2} - S_{f2}) \cdot (S_{c3} - S_{f3})) \\ (S_{c1} - S_{f1}) \cdot ((S_{a2} - S_{f1}) \cdot (S_{b3} - S_{f3}) - (S_{a3} - S_{f3}) \cdot (S_{b2} - S_{f2})) \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

$$T_2 = \sigma \cdot \begin{bmatrix} (S_{a2} - S_{f2}) \cdot ((S_{b3} - S_{f3}) \cdot (S_{c1} - S_{f1}) - (S_{b1} - S_{f1}) \cdot (S_{c3} - S_{f3})) \\ (S_{b2} - S_{f2}) \cdot ((S_{a1} - S_{f1}) \cdot (S_{c3} - S_{f3}) - (S_{a3} - S_{f3}) \cdot (S_{c1} - S_{f1})) \\ (S_{c2} - S_{f2}) \cdot ((S_{a3} - S_{f3}) \cdot (S_{b1} - S_{f1}) - (S_{a1} - S_{f1}) \cdot (S_{b3} - S_{f3})) \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

$$T_3 = \sigma \cdot \begin{bmatrix} (S_{a3} - S_{f3}) \cdot ((S_{b1} - S_{f2}) \cdot (S_{c2} - S_{f3}) - (S_{b2} - S_{f3}) \cdot (S_{c1} - S_{f2})) \\ (S_{b3} - S_{f3}) \cdot ((S_{a2} - S_{f2}) \cdot (S_{c1} - S_{f2}) - (S_{a1} - S_{f2}) \cdot (S_{c2} - S_{f3})) \\ (S_{c3} - S_{f3}) \cdot ((S_{a1} - S_{f1}) \cdot (S_{b2} - S_{f3}) - (S_{a2} - S_{f3}) \cdot (S_{b1} - S_{f2})) \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} \quad (III.53)$$

Une question doit être posée. Dans un tétraèdre, comment l'ordre des vecteurs actifs correspondants peut être choisi pour l'utiliser dans la modulation SVPWM proposée. En effet, le choix de la séquence des vecteurs utilisés pour V_1, V_2 et V_3 dans un tétraèdre dépend du schéma des séquences de la modulation utilisée (Tab. III.9) [108], [115]. A chaque pas d'échantillonnage, il est recommandé d'utiliser quatre vecteurs, le quatrième vecteur correspondant au vecteur zéro, comme il a été montré, uniquement deux combinaisons de commutation peuvent servir de cette situation, ce sont les vecteurs V^1 (0000) et V^{10} (1111). Aussi, un seul changement d'état des interrupteurs peut être accepté lors du passage de l'utilisation d'un vecteur au vecteur suivant. Par exemple, dans le tétraèdre 1, les vecteurs actifs sont:

$$V^{11} (1000), V^3 (1001) \text{ et } V^4 (1101)$$

Si le schéma de la séquence symétrique est utilisé, on commence par le vecteur V^1 , la séquence des autres vecteurs actifs peut être réalisée comme suit Tab. III.10:

$$V^1, V^{11}, V^3, V^4, V^{10}, V^4, V^3, V^{11}, V^1$$

Dans le cas contraire, si on commence avec le vecteur V^{16} , les séquences des vecteurs actifs seront présentées comme suit Tab. III.11:

$$V^{10}, V^4, V^3, V^{11}, V^1, V^{11}, V^3, V^4, V^{10}$$

Tab.III.9. Les vecteurs actifs dans chaque tétraèdre.

	TP = 5				TP = 6			
$T_h \rightarrow$	1	2	3	4	5	6	7	8
V_1	V^9	V^2	V^2	V^2	V^9	V^5	V^5	V^5
V_2	V^{10}	V^{10}	V^6	V^6	V^{13}	V^{13}	V^6	V^6
V_3	V^{14}	V^{14}	V^{14}	V^8	V^{14}	V^{14}	V^{14}	V^8

	TP = 1				TP = 2			
$T_h \rightarrow$	9	10	11	12	13	14	15	16
V_1	V^9	V^5	V^5	V^5	V^9	V^3	V^3	V^3
V_2	V^{13}	V^{13}	V^7	V^7	V^{11}	V^{11}	V^7	V^7
V_3	V^{15}	V^{15}	V^{15}	V^8	V^{15}	V^{15}	V^{15}	V^8

	TP = 3				TP = 4			
$T_h \rightarrow$	17	18	19	20	21	22	23	24
V_1	V^9	V^3	V^3	V^3	V^9	V^2	V^2	V^2
V_2	V^{11}	V^{11}	V^4	V^4	V^{10}	V^{10}	V^4	V^4
V_3	V^{12}	V^{12}	V^{12}	V^8	V^{12}	V^{12}	V^{12}	V^8

Tab.III. 10. Présentation des commutations dans les vecteurs actifs (séquence 1).

Active vector	V^1	V^{11}	V^3	V^4	V^{10}	V^4	V^3	V^{11}	V^1
s_a	1	1	1	1	0	1	1	1	1
s_b	1	1	0	0	0	0	0	1	1
s_c	1	0	0	0	0	0	0	0	1
s_f	1	1	1	0	0	0	1	1	1

T_a	1	0	1	0	1	0	1	0	1
T_b	1	0	1	0	1	0	1	0	1
T_c	1	0	1	0	1	0	1	0	1
T_f	1	0	1	0	1	0	1	0	1

t_0	t_1	t_2	t_3	t_0	t_3	t_2	t_1	t_0
4	2	2	2	2	2	2	2	4

Tab.III. 11. Présentation des commutations dans les vecteurs actifs (séquence 2).

Active vector	V^{10}	V^4	V^3	V^{11}	V^1	V^{11}	V^3	V^4	V^{10}
s_a	0	1	1	1	1	1	1	1	0
s_b	0	0	0	1	1	1	0	0	0
s_c	0	0	0	0	1	0	0	0	0
s_f	0	0	1	1	1	1	1	0	0

T_a	1	0	1	0	1	0	1	0	1
T_b	1	0	1	0	1	0	1	0	1
T_c	1	0	1	0	1	0	1	0	1
T_f	1	0	1	0	1	0	1	0	1

t_0	t_1	t_2	t_3	t_0	t_3	t_2	t_1	t_0
4	2	2	2	2	2	2	2	4

III.4 Filtre de sortie du filtre actif parallèle à quatre bras

Le filtre actif de puissance shunt quatre bras est relié au point de connexion PCC (Point of Common Connection) via un filtre passe-bas, le rôle de ce filtre est déjà expliqué à (II-2-3). Cependant, la seule différence du filtre shunt à trois bras est l'ajout d'une quatrième branche connectée entre la sortie du quatrième bras du VSI et le neutre connectant la charge à la source.

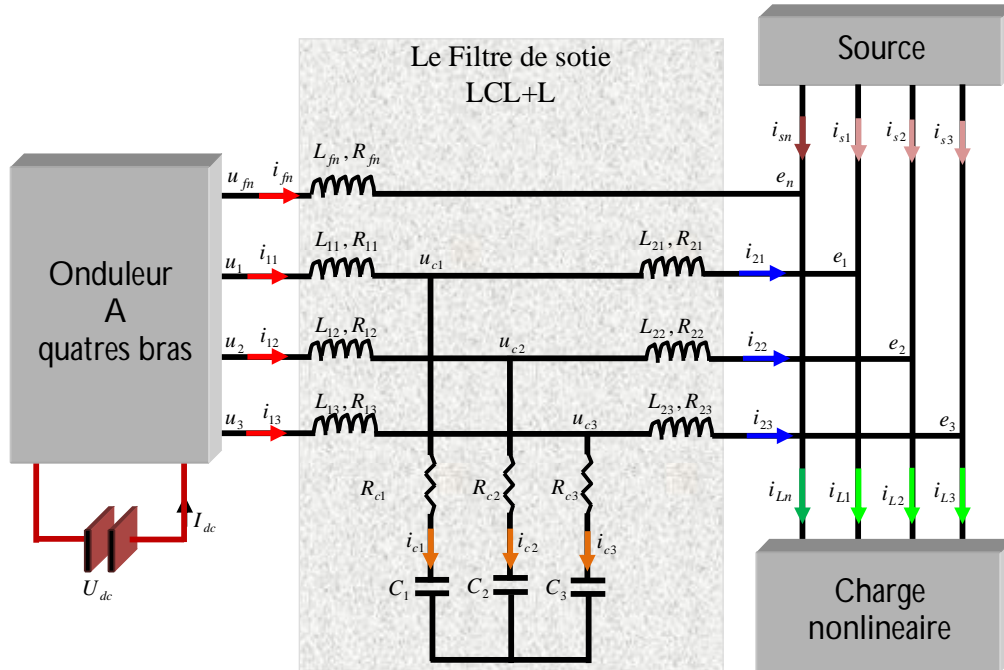


Fig. III.27. Filtre passif de sortie du VSI quatre bras.

Le filtre de sortie inséré entre les trois phases du VSI et le PCC est représenté par les équations (II.8), (II.9) et (II.10), alors que le filtre connectant le quatrième bras au PCC peut être présenté indépendamment. D'après la figure III.27, on obtient l'équation suivante :

$$u_{fn} - e_n = L_{fn} \frac{di_n}{dt} + R_{fn} i_{fn} \tag{III.54}$$

Ou sous la forme suivante :

$$\frac{di_{fn}}{dt} = -\frac{R_{fn}}{L_{fn}} i_{fn} + \frac{1}{L_{fn}} (u_{fn} - e_n) \tag{III.55}$$

La fonction de transfert globale est :

$$G(s) = \frac{i_{fn}}{u_{fn} - e_n} = \frac{1}{L_{fn}} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_{fn}}{L_{fn}}} \tag{III.56}$$

Le choix des valeurs de L_{fn}, R_{fn} est basé dans le but d'assurer une bonne atténuation des harmoniques de haute fréquence du courant injecté. L'équation précédente peut être réécrite dans le domaine fréquentiel sous la forme suivante :

$$G(jh\omega) = \frac{1}{L_{fn}} \cdot \frac{1}{jh\omega + \frac{R_{fn}}{L_{fn}}} \quad (\text{III.57})$$

Le gain pour l'harmonique d'ordre h est :

$$|G(jh\omega)| = \frac{1}{L_{fn}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(h\omega)^2 + \left(\frac{R_{fn}}{L_{fn}}\right)^2}} = \left| \frac{I_{fnh}}{U_{fnh}} \right| \quad (\text{III.58})$$

Par la même méthode on peut faire le choix du filtre L :

$$L = \max_h \left(\frac{\sqrt{1 - \chi^2 \cdot R_{fn}^2}}{\chi \cdot h\omega} \right) \quad (\text{III.59})$$

Si on ne tient pas compte de la résistance R_{fn} on aura la simplification suivante :

$$L = \max_h \left(\frac{1}{\chi \cdot h\omega} \right) \quad (\text{III.60})$$

III.5 Etude détaillée des puissances selon la théorie pq

Les puissances instantanées définies par la théorie pq telle que la puissance réelle, la puissance réactive imaginaire et la puissance suivant l'axe γ ont été présentées dans la littérature, cependant l'étude de l'effet du déséquilibre du système de tension ou de courant sur ces puissances a été aussi abordé ou les composantes symétriques ont été utilisées. Malheureusement, ces puissances n'ont pas été clairement détaillées, ainsi que l'effet des composantes symétriques positive et négative sur la puissance suivant l'axe γ n'est pas été prise en considération. Dans ce que suit, on présente le cas général où les systèmes de tension et de courant sont les deux déséquilibrés et riches en harmoniques, dans le but de présenter les expressions des différentes termes inclus dans les trois puissances ainsi mentionnées ou les effets des différentes composantes sont bien éclaircis. Dans le cas général, où le système de tension triphasé est déséquilibré et pollué, on peut le présenter par l'expression suivante:

$$V_{sk}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{skm} \sin \left(\omega_i t + \phi_{ki} + i \cdot \varepsilon \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{III.61})$$

De même, le système de courant absorbé par une charge triphasée déséquilibrée, nonlinéaire et absorption réactive peut être exprimé selon l'expression suivante:

$$i_{Lk}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{2} i_{Lkm} \sin \left(\omega_i t + \gamma_{ki} + i \cdot \varepsilon \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{III.62})$$

Avec:

$$k = a, b, c, \quad \varepsilon = \begin{cases} 0 & \text{si } k = a \\ -1 & \text{si } k = b \\ +1 & \text{si } k = c \end{cases}$$

$\phi_{ki} = i \cdot \phi_k$, ou ϕ_k est la phase initial de la tension V_{sk} .

$\gamma_{ki} = i \cdot \gamma_k$, ou γ_k est la phase initial du courant I_{Lk} .

En appliquant la matrice des composantes symétriques on peut décomposer le système de tension/ de courant triphasé quelconque en deux composantes équilibrées (une composante positive (ou direct) et une composante négative (ou inverse)) et une composante homopolaire (ou zéro). Cette transformation est exprimée par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_+ \\ X_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.63})$$

$$\text{Ou: } a = 1 \angle 120^\circ = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

(+) la séquence positive, (-) la séquence négative, (0) la séquence zéro.

Il est à noter que ces composantes symétriques (positive, négative et zéro) peuvent contenir des composantes harmonique, c.-à-d. chaque composantes harmonique dans le système de tension/courant initial est décomposé en trois composantes harmoniques symétriques ayant la même fréquence, cette fréquence égale à celle de la composante harmonique initiale (le même ordre d'harmonique). En se basant sur les équations (III.61), (III.62), (III.63) les expressions des tensions et des courants en fonction des composantes symétriques peuvent être représentées par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} V_a &= \sqrt{2} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (V_{ai}^0 + V_{ai}^+ + V_{ai}^-) \\ V_b &= \sqrt{2} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (V_{bi}^0 + V_{bi}^+ + V_{bi}^-) \\ V_c &= \sqrt{2} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (V_{ci}^0 + V_{ci}^+ + V_{ci}^-) \end{aligned} \quad (\text{III.64})$$

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{2} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (I_{ai}^0 + I_{ai}^+ + I_{ai}^-) \\ I_b &= \sqrt{2} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (I_{bi}^0 + I_{bi}^+ + I_{bi}^-) \\ I_c &= \sqrt{2} \cdot \sum_{i=1}^{\infty} (I_{ci}^0 + I_{ci}^+ + I_{ci}^-) \end{aligned} \quad (\text{III.65})$$

Avec:

$$\begin{aligned} V_{ki}^+ &= \sqrt{2} V_{km}^+ \sin\left(\omega_i t + \phi_{+i} + i\varepsilon \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ki}^- &= \sqrt{2} V_{km}^- \sin\left(\omega_i t + \phi_{-i} - i\varepsilon \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ki}^0 &= \sqrt{2} V_{km}^0 \sin(\omega_i t + \phi_{0i}) \end{aligned} \quad (\text{III.66})$$

$$\begin{aligned}
I_{ki}^+ &= \sqrt{2}I_{km}^+ \sin\left(\omega_i t + \gamma_{+i} + i\varepsilon \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{ki}^- &= \sqrt{2}I_{km}^- \sin\left(\omega_i t + \gamma_{-i} - i\varepsilon \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{ki}^0 &= \sqrt{2}I_{km}^0 \sin(\omega_i t + \gamma_{0i})
\end{aligned} \tag{III.67}$$

D'après les équations (III.64) et (III.65) les composantes instantanées des tensions et des courants dans le repère $\alpha, \beta, 0$ peuvent être obtenus en utilisant la transformation d'Edite Clark, alors :

$$\begin{cases}
V_\alpha = \sqrt{3} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{\alpha i}^+ + \sum_{n=1}^{\infty} V_{\alpha i}^- \right] \\
V_\beta = \sqrt{3} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{\beta i}^+ + \sum_{n=1}^{\infty} V_{\beta i}^- \right] \\
V_\gamma = \sqrt{6} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_{im}^0 \sin(\omega_i t + \phi_{0i})
\end{cases} \tag{III.68}$$

$$\begin{cases}
I_\alpha = \sqrt{3} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{\alpha i}^+ + \sum_{n=1}^{\infty} I_{\alpha i}^- \right] \\
I_\beta = \sqrt{3} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{\beta i}^+ + \sum_{n=1}^{\infty} I_{\beta i}^- \right] \\
I_\gamma = \sqrt{6} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{im}^0 \sin(\omega_i t + \gamma_{0i})
\end{cases} \tag{III.69}$$

Avec:

$$\begin{aligned}
V_{\alpha i}^+ &= V_{im}^+ \sin(\omega_i t + \phi_{+i}) \\
V_{\alpha i}^- &= V_{im}^- \sin(\omega_n t + \phi_{-n}) \\
V_{\beta i}^+ &= -V_{im}^+ \cos(\omega_i t + \phi_{+i}) \\
V_{\beta i}^- &= V_{im}^- \cos(\omega_n t + \phi_{-n})
\end{aligned} \tag{III.70}$$

$$\begin{aligned}
I_{\alpha i}^+ &= I_{im}^+ \sin(\omega_i t + \gamma_{+i}) \\
I_{\alpha i}^- &= I_{im}^- \sin(\omega_n t + \gamma_{-n}) \\
I_{\beta i}^+ &= -I_{im}^+ \cos(\omega_i t + \gamma_{+i}) \\
I_{\beta i}^- &= I_{im}^- \cos(\omega_n t + \gamma_{-n})
\end{aligned} \tag{III.71}$$

Il est important de noter que les composantes homopolaires ne contribuent pas dans les composantes de tension/courant selon les deux axes α et β , alors que les séquences zéros ne sont présentées que dans les composantes de tension/courant selon l'axe γ . D'autre part les composantes directe et inverse ayant des fréquences multiple de trois de la fréquence du fondamentale contribuent aussi à la formation de la composante de tension/courant selon l'axe γ .

Selon la définition de la théorie de la puissance réactive imaginaire (IRPT-Instantaneous Reactive Power Theory) ou la théorie pq ; la puissance réelle p , la puissance réactive imaginaire q et la puissance p_γ selon l'axe γ sont définis par :

$$\begin{bmatrix} p_\gamma \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\gamma & 0 & 0 \\ 0 & V_\alpha & V_\beta \\ 0 & -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\gamma \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (III.72)$$

En utilisant les expressions générales des tensions et des courants dans le repère $\alpha, \beta, 0$ en fonction des composantes symétriques, on peut déduire les expressions des puissances p , q et p_γ .

- 1- La puissance réelle instantanée :
 Cette puissance est la somme des deux produits, le produit des composantes instantanées de la tension et de courant suivant l'axe α et le produit des composantes instantanées de la tension et de courant suivant l'axe β . Il a été trouvé que cette puissance est composée de deux termes :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (III.73)$$

\bar{p} présente la valeur moyenne de la puissance p , c'est une composante continue.

\tilde{p} présente la partie oscillatoire de la puissance p c'est une composante alternative.

- 1-1 La composante continue de la puissance p

Elle représente la valeur moyenne de la puissance p , elle est décomposée en deux termes, un terme est obtenu par les composantes symétriques positives (de tension et de courant) de même fréquence, et un terme est obtenu par les composantes symétriques négatives (de tension et de courant) de même fréquence:

$$\bar{p} = \bar{p}_+ + \bar{p}_- \quad (III.74)$$

Avec:

$$\bar{p}_+ = \bar{p}_{+1} + \bar{p}_{+h} = 3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{+n} \cdot V_{+n} \cdot \cos(\phi_{+n} - \gamma_{+n}) \quad (III.75)$$

$$\bar{p}_- = \bar{p}_{-1} + \bar{p}_{-h} = 3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{-n} \cdot V_{-n} \cdot \cos(\phi_{-n} - \gamma_{-n}) \quad (III.76)$$

- 1-2 La composante oscillatoire de la puissance p

Elle représente les puissances oscillatoires résultantes des produits croisés des composantes symétriques positive et négative de la tension et du courant, elle est décomposée en quatre termes selon le type du produit croisé :

$$\tilde{p} = \tilde{p}_{++} + \tilde{p}_{--} + \tilde{p}_{+-} + \tilde{p}_{-+} \quad (III.77)$$

Tel que :

$$\tilde{p}_{++} = 3 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} I_{+n} \cdot V_{+m} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{+m} - \gamma_{+n}) \quad (III.78)$$

$$\tilde{p}_{--} = 3 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} I_{-n} \cdot V_{-m} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n) \cdot t + \phi_{-m} - \gamma_{-n}) \quad (III.79)$$

$$\tilde{p}_{+-} = 3 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} I_{-n} \cdot V_{+m} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{+m} + \gamma_{-n}) \quad (III.80)$$

$$\tilde{p}_{-+} = 3 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} I_{+n} \cdot V_{-m} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n) \cdot t + \phi_{-m} + \gamma_{+n}) \quad (\text{III.81})$$

2- La puissance réactive imaginaire :

Cette puissance présente la différence entre les produits croisés de la tension et de courant $V_{\alpha} \cdot I_{\beta}$ et $V_{\beta} \cdot I_{\alpha}$, elle est décomposée en terme de nature continue et un terme de nature alternative:

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{III.82})$$

\bar{q} présente la valeur moyenne de la puissance q , c'est une composante continue.

\tilde{q} présente la partie oscillatoire de la puissance q c'est une composante alternative.

2-1 La composante continue de la puissance q

Elle représente la somme des valeurs moyennes produites par les composantes positives (de tension et de courant) de même fréquence et les valeurs moyennes produites par les composantes négatives (de tension et de courant) de même fréquence :

$$\bar{q} = \bar{q}_+ + \bar{q}_- \quad (\text{III.83})$$

$$\bar{q}_+ = 3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{+n} \cdot V_{+n} \cdot \sin(\gamma_{+n} - \phi_{+n}) \quad (\text{III.84})$$

$$\bar{q}_- = -3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{-n} \cdot V_{-n} \cdot \sin(\gamma_{-n} - \phi_{-n}) \quad (\text{III.85})$$

2-2 La composante oscillatoire de la puissance q

Elle représente les puissances oscillatoires résultantes des produits croisés des composantes symétriques positives et négatives de tension et de courant dans le repère α, β . Elle comporte quatre termes :

$$\tilde{q} = \tilde{q}_{++} + \tilde{q}_{--} + \tilde{q}_{+-} + \tilde{q}_{-+} \quad (\text{III.86})$$

$$\tilde{q}_{++} = -3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} I_{+n} V_{+m} \sin((\omega_n - \omega_m) t + \phi_{+n} - \gamma_{+m}) \quad (\text{III.87})$$

$$\tilde{q}_{--} = -3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} I_{-n} V_{-m} \sin((\omega_n - \omega_m) t + \phi_{-m} - \gamma_{-n}) \quad (\text{III.88})$$

$$\tilde{q}_{+-} = 3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} I_{-n} V_{+m} \sin((\omega_n + \omega_m) t + \phi_{+n} + \gamma_{-m}) \quad (\text{III.89})$$

$$\tilde{q}_{-+} = -3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} I_{+n} V_{-m} \sin((\omega_n + \omega_m) t + \phi_{-n} + \gamma_{+n}) \quad (\text{III.90})$$

3- La puissance p_{γ}

D'après (III.72) la puissance instantanée (p_{γ}) selon l'axe γ existe uniquement si les composantes I_{γ} et V_{γ} existent en même temps. Dans le cas général ces composantes (I_{γ}, V_{γ}) contiennent tous les composantes selon l'axe homopolaire, les composantes selon l'axe direct ayant des fréquences multiples de trois de la fréquence du fondamentale et les

composantes selon l'axe inverse ayant des fréquences multiples de trois de la fréquence du fondamentale. Elle est décomposée en deux composantes, une composante continue et une composante alternative selon l'expression suivante :

$$\tilde{p}_\gamma = \bar{p}_\gamma + \tilde{p}_\gamma \quad (III.91)$$

3-1 La puissance \bar{p}_γ

C'est la composante continue (la valeur moyenne) de la puissance p_γ .

$$\bar{p}_\gamma^0 = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_{0n} I_{0n} \cos(\varphi_{0n} - \gamma_{0n}) \quad (III.92)$$

3-2 La puissance oscillatoire de \tilde{p}_γ

Cette puissance contient deux termes, $\tilde{p}_{\gamma 1}$ produit par les composantes homopolaires de tension et de courant de même fréquence, $\tilde{p}_{\gamma 2}$ produit par les composantes homopolaires de tension et de courant de différente fréquence.

$$\tilde{p}_\gamma = \tilde{p}_{\gamma 1} + \tilde{p}_{\gamma 2} \quad (III.93)$$

La composante $\tilde{p}_{\gamma 1}$ est caractérisée par une fréquence égale au double de la fréquence des deux composantes de tension et de courant donnant naissance à cette puissance:

$$\tilde{p}_{\gamma 1} = -3 \sum_{n=1}^{\infty} V_{0n} I_{0n} \cos((2 \cdot \omega_n) t + \phi_{0n} + \gamma_{0n}) \quad (III.94)$$

La puissance $\tilde{p}_{\gamma 2}$ contient elle-même de termes :

$$\tilde{p}_{\gamma 2} = \tilde{p}_{\gamma 21} + \tilde{p}_{\gamma 22} \quad (III.95)$$

La puissance due aux composantes positives :

La puissance due aux deux différentes composantes :

$$\tilde{p}_{\gamma 21} = 3 \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} V_{0n} I_{0m} \cos((\omega_n - \omega_m) t + \phi_{0n} - \gamma_{0m}) \right] \quad (III.96)$$

$$\tilde{p}_{\gamma 22} = 3 \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} V_{0m} I_{0n} \cos((\omega_m + \omega_n) t + \phi_{0m} + \gamma_{0n}) \right] \quad (III.97)$$

On remarque que la puissance active produite par la composante fondamentale d'un système triphasé équilibré ($3VI \cos(\varphi)$) est un terme de la valeur moyenne de la puissance \bar{p} . D'autre part, la puissance réactive ($3VI \sin(\varphi)$) est incluse dans \bar{q} . Les composantes de tension et de courant ayant la même fréquence contribuent aussi dans \bar{p} et \bar{q} . Malheureusement, la présence des harmoniques et/ou autres séquences (négative et/ou zéro) contribuent à la production des puissances \tilde{p} et \tilde{q} . La puissance homolaire si elle existe, elle contient toujours une partie oscillante, même avec l'existence unique des deux termes V_{01} et I_{01} .

Ce détail sur les puissances nous a permis de lever le voile sur plusieurs ambiguïtés et des erreurs qui ont été commises sur l'identification des différentes parties des puissances utilisées dans la théorie pq , surtout pour l'évaluation de la puissance selon l'axe γ . Tandis que la théorie pq est utilisée pour l'identification des courants de référence du filtre actif parallèle, alors que le but de

compensation du filtre actif shunt est d'avoir des courants de source sinusoïdaux, équilibrés et en phase avec les composantes directes de la tension dans les trois phases, pour atteindre ces objectifs le filtre actif parallèle doit fournir à la charge les puissances suivantes:

- La puissance réelle oscillante \tilde{p}
- La puissance réelle générée par les composantes négatives de tension et de courant de même fréquence \bar{p}_-
- La puissance réelle générée par les composantes harmonique positive de tension et de courant de même fréquence \bar{p}_{+h}
- La puissance réactive imaginaire q
- La puissance homopolaire \bar{p}_γ .

Alors que la seule puissance fournie par la source à la charge est :

$$p_s = \bar{p}_{+1} = 3V_{+1}I_{+1} \cos(\varphi_{+1} - \psi_{+1}) \quad (\text{III.98})$$

Ainsi que la puissance nécessaire pour maintenir la tension aux bornes du DC-link constante et la puissance nécessaire pour compenser la puissance dissipée comme étant des pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs et le filtre de sortie :

$$P_{sdc} = P_{dc} + P_{loss} \quad (\text{III.99})$$

III.6 Détermination des courants de référence

Pour assurer la compensation des courants harmoniques, le déséquilibre des courants et la puissance réactive, les courants de référence qui doivent être injectés par le filtre actif shunt au point de connexion PCC dans le repère α, β, γ sont exprimés par la relation matricielle suivante (Fig. III.28) :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha^* \\ I_\beta^* \\ I_\gamma^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta & 0 \\ V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_\alpha^2 + V_\beta^2}{V_\gamma} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p} - \bar{p}_{-h} - \bar{p}_- - \bar{p}_\gamma + P_{dc} + P_{loss} \\ -q \\ -p_\gamma \end{bmatrix} \quad (\text{III.100})$$

Le courant de référence selon l'axe γ peut écrire sous la forme suivante :

$$I_\gamma^* = -\frac{p_\gamma}{V_\gamma} = -I_0 \quad (\text{III.101})$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha^* \\ I_\beta^* \\ I_\gamma^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta & 0 \\ V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_\alpha^2 + V_\beta^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p} - \bar{p}_{-h} - \bar{p}_- - \bar{p}_\gamma + P_{dc} + P_{loss} \\ -q \\ -I_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{III.102}$$

En utilisant la transformation inverse d'Edite Clark, les courants de référence dans le repère a, b, c peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_b^* \\ I_c^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha^* \\ I_\beta^* \\ I_\gamma^* \end{bmatrix} \quad (III.103)$$

Alors que le courant de référence du neutre (quatrième bras) peut être présenté par [1-10]

$$I_f^* = I_a^* + I_b^* + I_c^* \quad (III.104)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_b^* \\ I_c^* \\ I_f^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha^* \\ I_\beta^* \\ I_\gamma^* \end{bmatrix} \quad (III.105)$$

La figure III.28 représente le principe d'identification des courants de référence.

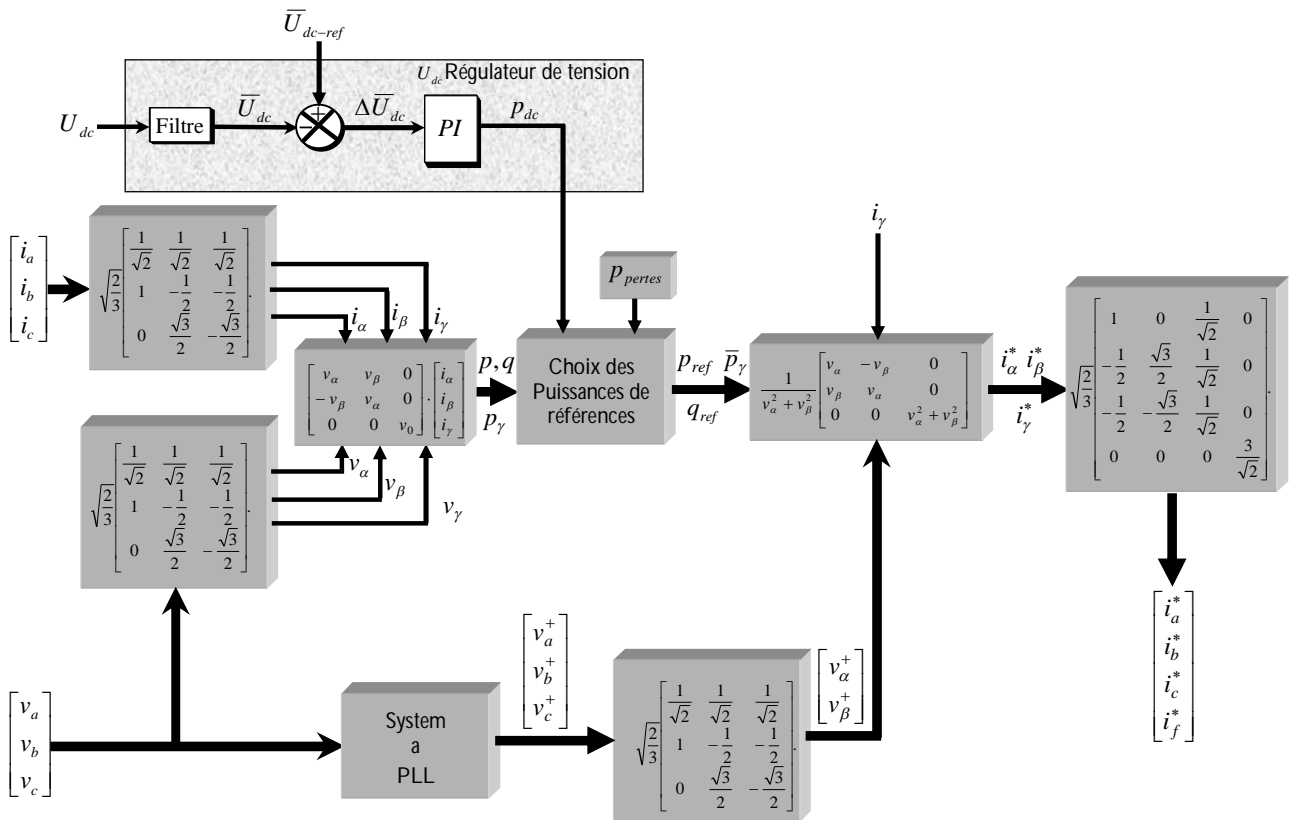


Fig. III.28. Schéma de principe pour la détermination des courants de référence.

III.7 Evaluation de la puissance apparente de compensation

Le filtre actif de puissance quatre bras permet la compensation du courant dans le neutre, par conséquent pour l'évaluation de la puissance apparente nécessaire pour achever cette compensation, on doit tenir compte de la composante du courant dans le neutre. Le courant efficace dans le neutre dû à la composante fondamentale peut être écrit sous la forme suivante :

$$I_n = I_1 \sqrt{k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2} + \Delta I \quad (III.106)$$

avec

$$\Delta I = 2 \left(k_a k_a' k_b k_b' \cdot \cos \left(\gamma_{a1} - \gamma_{b1} + \frac{2\pi}{3} \right) + k_b k_b' k_c k_c' \cdot \cos \left(\gamma_{b1} - \gamma_{c1} + \frac{2\pi}{3} \right) + k_c k_c' k_a k_a' \cdot \cos \left(\gamma_{c1} - \gamma_{a1} + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

De (II-89) le courant effectif peut être écrit sous la forme suivante:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eh}^2} \quad (III.107)$$

avec:

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2 + I_{n1}^2}{3}} ; \quad I_{eh} = \sqrt{\frac{I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2 + I_{nh}^2}{3}}$$

D'après (III.106) et (III.107), le courant effectif de la composante fondamentale peut être écrit sous la forme suivante:

$$I_{e1} = \frac{I_1}{\sqrt{3}} \sqrt{2 \cdot (k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2) + \Delta I} \quad (III.108)$$

D'autre part, de (II.106) la tension effective s'écrit:

$$V_e = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eh}^2} \quad (III.109)$$

Avec:

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{3 \cdot (V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) + V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2}{18}}$$

$$V_{eh} = \sqrt{\frac{3 \cdot (V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2) + V_{abh}^2 + V_{bch}^2 + V_{cah}^2}{18}}$$

La tension efficace effective de la composante fondamentale obtenue est exprimée comme suit:

$$V_{e1} = \frac{V_1}{3\sqrt{2}} \sqrt{5(k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) - 2\Delta k} \quad (III.110)$$

Avec:

$$\Delta k = k_a' k_b' \cos \left(\varphi_{a1} - \varphi_{b1} + \frac{2\pi}{3} \right) + k_b' k_c' \cos \left(\varphi_{b1} - \varphi_{c1} + \frac{2\pi}{3} \right) + k_c' k_a' \cos \left(\varphi_{c1} - \varphi_{a1} + \frac{2\pi}{3} \right)$$

La puissance apparente du au fondamental du courant est :

$$S_{e1} = \frac{V_1 I_1}{\sqrt{6}} \sqrt{(5 \cdot (k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2) - 2\Delta k) \cdot (2 \cdot (k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2) + \Delta I)} \quad (III.111)$$

Cette puissance est composée de deux parties, une composante due aux composantes directe du courant et tension et une composante due aux composantes inverse et homopolaire, c'est celle responsable du déséquilibre, D'où:

$$S_{e1}^2 = S_{e1}^{+2} + S_{des}^2 \quad (III.112)$$

La puissance S_{e1}^+ est identique a celle présentée dans (II.132), La puissance apparente responsable du déséquilibre du fondamentale du courant absorbé par la charge est :

$$S_{des} = S_{des1} + S_{des2} \tag{III.113}$$

Avec:

$$S_{des1} = \left(\frac{V_1 I_1}{3}\right) \cdot \left[\left(k_a^2 k_a'^2 + k_b^2 k_b'^2 + k_c^2 k_c'^2 \right) \cdot \left(14 \cdot \left(k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2 \right) - 6 \cdot \Delta k - \Delta \beta \right) \right]$$

$$S_{des2} = \left(\frac{V_1 I_1}{3}\right) \cdot \left[\left(k_a'^2 + k_b'^2 + k_c'^2 \right) \cdot \left(\frac{15}{2} \Delta I - \Delta \alpha \right) - \Delta \alpha \cdot \Delta \beta - 3 \Delta I \cdot \Delta k \right]$$

La puissance apparente responsable des différents harmoniques contenue dans le courant et/ou dans la tension de charge est la même que celle présentée en (II.125). D'autre part la puissance réactive nécessaire pour avoir un facteur de puissance unitaire à partir de la source est la même que celle présentée en (II.129). On peut dire que la différence dans le calcul de la puissance apparente dans le cas de trois phases et dans le cas des trois phases et le neutre se trouve dans la puissance nécessaire pour assurer l'équilibre des courants avec un courant négligeable dans le neutre. Pour expliquer l'effet du neutre (tension ou courant) sur les grandeurs effectives du fondamental du courant et de tension et sur la puissance apparente de compensation du déséquilibre et le rapport de la puissance apparente, on présente ces comportements en fonction du déséquilibre biphasé en amplitude (Fig. III.29 et Fig. III.30), du déséquilibre monophasé en amplitude et en phase (Fig. III.31 et Fig. III.32), du déséquilibre biphasé en amplitude et en phase (Fig. III.33 et Fig. III.34) et du déséquilibre biphasé en phase (Fig. III.35 et Fig. III.36).

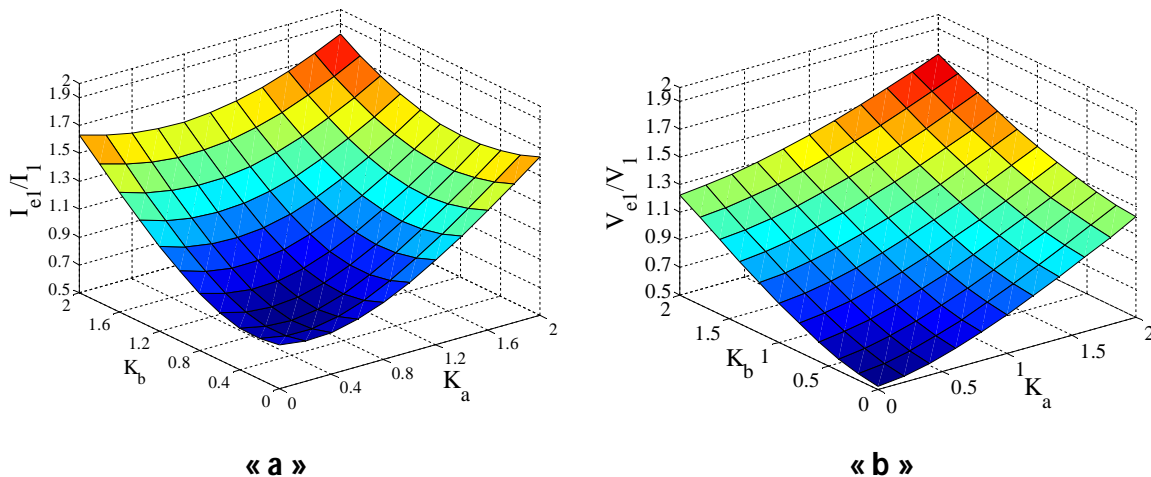


Fig. III.29. « a » Le courant effective du fondamentale, « b » la tension effective du fondamentale.

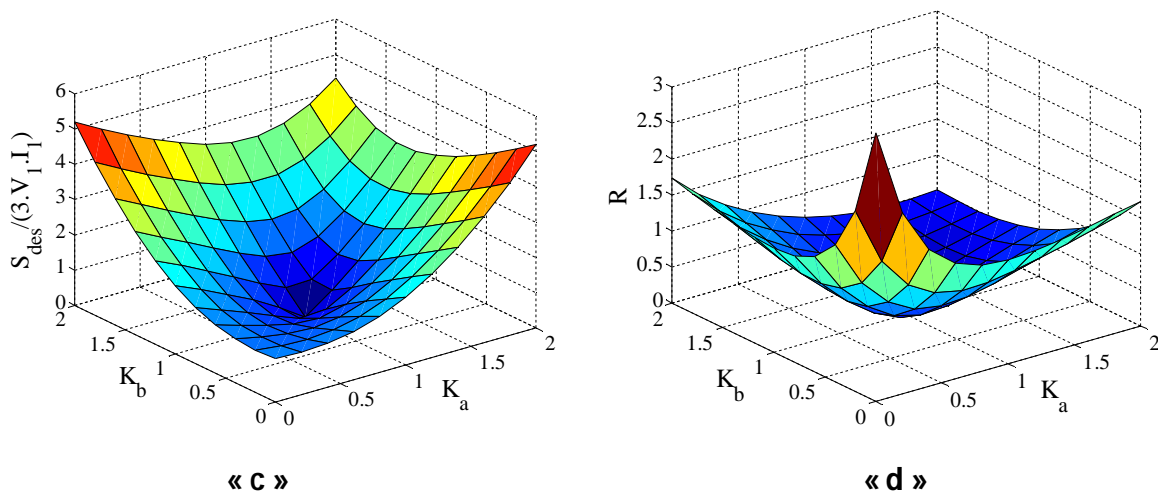
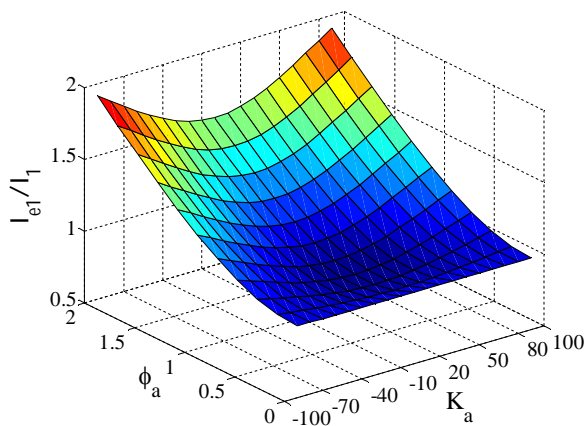
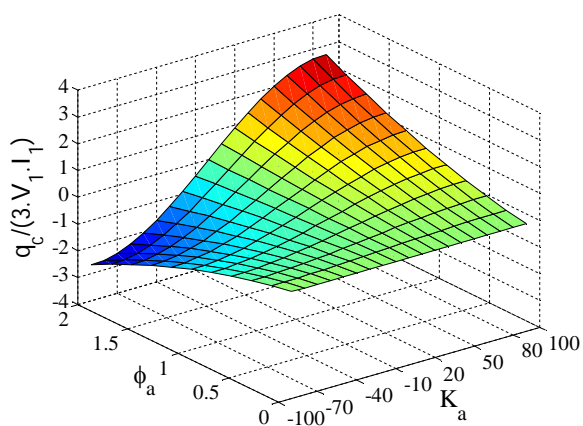


Fig. III.30. « c » La puissance apparent de déséquilibre, « d » le rapport de la puissance apparente.

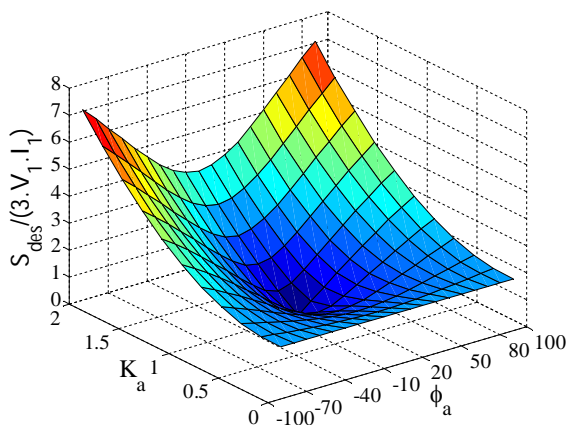


« a »

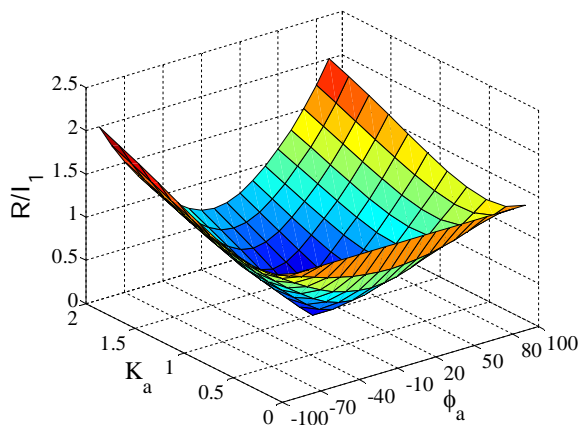


« b »

Fig. III.31. « a » Le courant effective du fondamentale, « b » la puissance réactive de compensation.

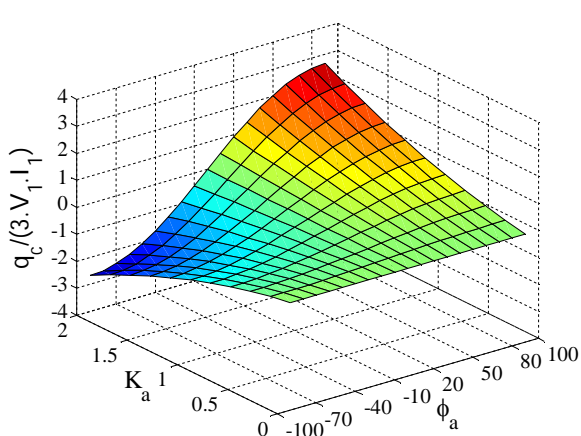


« c »

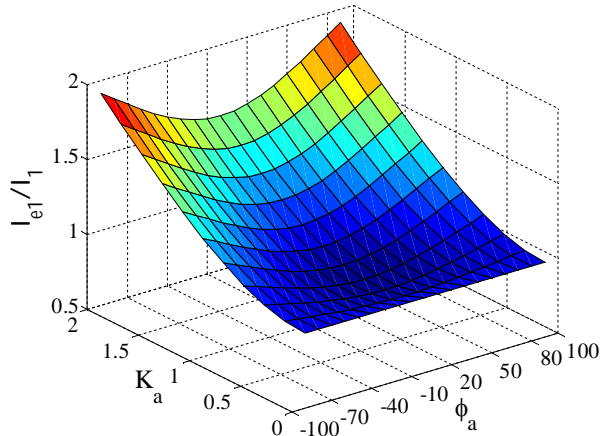


« d »

Fig. III.32. « c » La puissance apparente de déséquilibre, « d » le rapport de la puissance apparente.

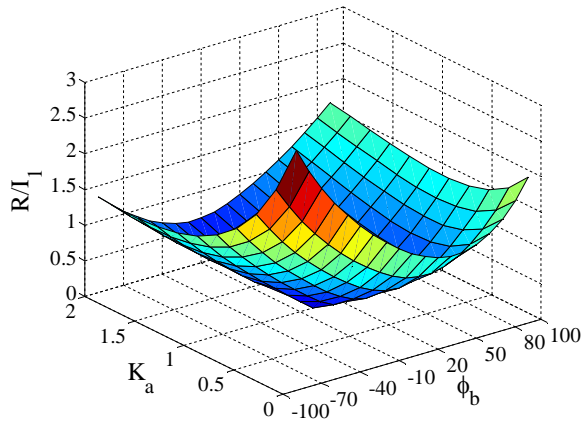


« a »

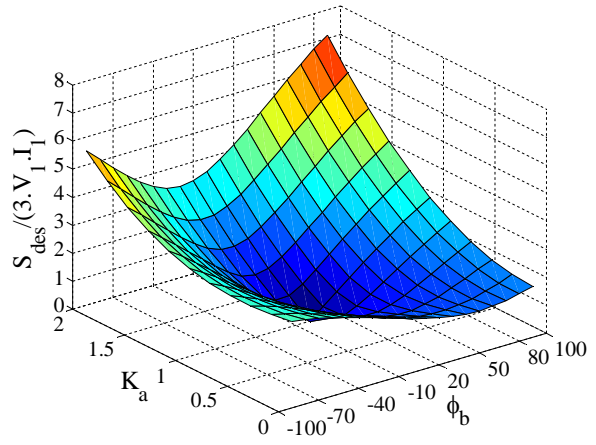


« b »

Fig. III.33. « a » Le courant efficace du fondamentale, « b » la puissance réactive de compensation.

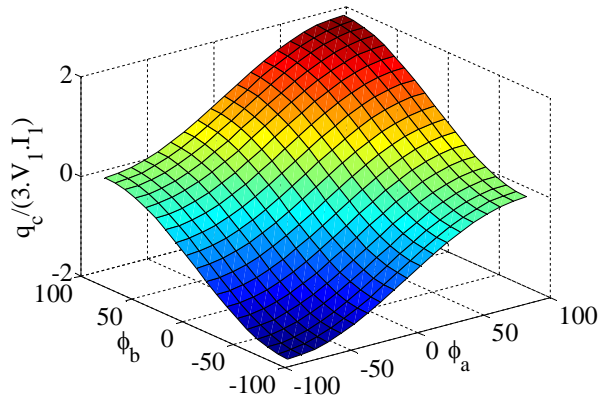


« c »

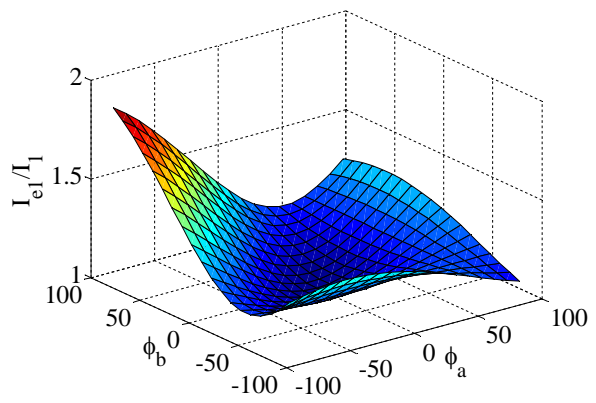


« d »

Fig. III.34. « c » La puissance apparente de déséquilibre, « d » le rapport de la puissance apparente.

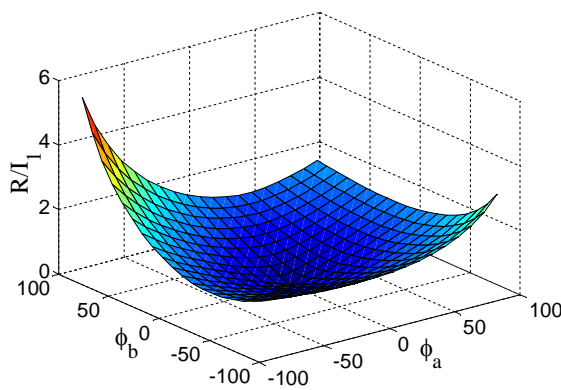


« a »

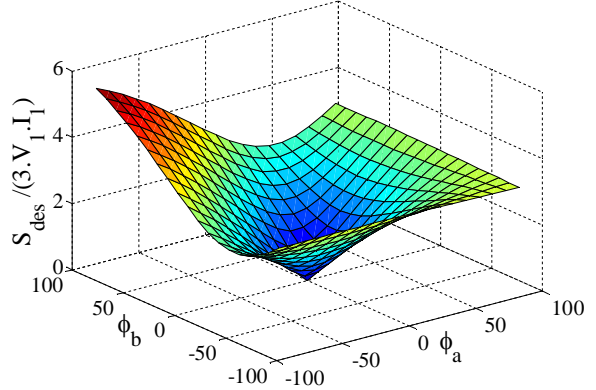


« b »

Fig. III.35. « a » Le courant efficace du fondamentale, « b » la puissance réactive de compensation.



« c »



« d »

Fig. III.36. « c » La puissance apparent de déséquilibre, « d » le rapport de la puissance apparente.

III.8 Résultats et discussions

III.8.1. Résultats de simulation

III.8.1.1 Charge équilibrée et tension déséquilibrée et polluée

Un système triphasé de tensions déséquilibrées et polluées est utilisé pour alimenter une charge linéaire inductive et une charge non linéaire (un redresseur PD3 non commandé). Le système de tensions est représenté comme suit (Fig. III.37):

$$V_{sa} = 0.6 \cdot \sqrt{2} \cdot V_m \cdot [\sin(\omega t) + 0.4 \cdot \sin(5 \cdot \omega t) + 0.2 \cdot \sin(7 \cdot \omega t)]$$

$$V_{sb} = 0.8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 0.4 \cdot \sin\left(5 \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + 0.2 \cdot \sin\left(7 \cdot \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]$$

$$V_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \left[\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 0.4 \cdot \sin\left(5 \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + 0.2 \cdot \sin\left(7 \cdot \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]$$

La composante fondamentale directe obtenue à partir du PLL est :

$$V_{sda} = 248.94 \text{ A} \angle 0^\circ \quad V_{sdb} = 248.94 \text{ A} \angle -120^\circ \quad V_{sdc} = 248.94 \text{ A} \angle +120^\circ$$

La charge linéaire possède les caractéristiques suivantes :

$$Z_{La} = Z_{Lb} = Z_{Lc} = 6.95 \angle 32,14^\circ$$

On représente dans Tab. III.12 les amplitudes des spectres $h \leq 15$ de courant de charge, de courant du filtre de puissance et de courant de source après compensation selon la phase « a », on remarque que le courant de charge est riche en harmoniques impairs, cette pollution est due aux harmoniques de la tension d'alimentation (Fig. III.37) et aux harmoniques générés par la charge non linéaire (Fig. III.38). Ainsi, le courant de la phase « a » a une composante fondamentale prépondérante, bien qu'il contient des spectres paires d'amplitudes restent très faibles par rapport au fondamental, ils sont dûs à la fréquence de commutation, ce que explique l'égalité de ces composantes avec celles injectées par le filtre de puissance.

Tab. III.12. Les amplitudes des courant harmonique dans laphase « a » (charge, filtre et source).

h	I_{La}	I_{fa}	I_{sa}
1	62.2840	19.0467	70.6495
2	0.0000	0.1099	0.1099
3	4.5619	4.3056	0.2878
4	0.0000	0.0492	0.0492
5	18.9407	18.8646	0.1109
6	0.0000	0.1156	0.1156
7	19.5459	19.1833	0.3682
8	0.0000	0.0762	0.0762
9	0.6289	0.7767	0.2179
10	0.0000	0.0870	0.0870
11	4.0479	4.0220	0.0706
12	0.0000	0.1090	0.1090
13	1.6820	1.8936	0.2142
14	0.0000	0.1459	0.1459
15	6.3862	6.3588	0.0851

De plus, les courants de source après compensation sont en phase avec les composantes directes de la tension de source (pour la visualisation du courant avec la tension on le multiplié par 5) (Fig. III.40). Ainsi, les courants de source ont des formes sinusoïdales (Fig. III.39) avec un $THD = 4.7\%$ ce qui correspond à une nuisance négligeable (Fig. III.41, Fig. III.42).

Il est à noter qu'une partie du courant fourni par la source est utilisé pour transférer l'énergie nécessaire afin de maintenir la tension du DC-link autour de sa valeur de référence $\Delta U_{dc} \leq 1.5 V$. Le courant et la tension dans ce dernier ont toujours des valeurs moyennes nulles, ce que explique que l'énergie acquise à partir de la source et fournie au point de raccordement afin d'assurer la compensation des perturbations identifiées (Fig. III.43). Les puissances réelle et réactive imaginaire absorbées par la charge et produites par la composante direct de la tension possèdent des composantes oscillatoires qui sont dues aux courants harmoniques générés par la charge non linéaire (Fig. III.44).

Les deux composantes homopolaires de tensions de source et des courants de charge vont induire une puissance homopolaire (Fig. III.45), l'identification de cette puissance permis d'assurer la compensation du déséquilibre des courants dans les trois phases. De plus, le courant homopolaire permis l'identification du courant de compensation dans le neutre (Fig. III.46). La stratégie d'identification utilisée a permis de résoudre le problème de circulation de courant du neutre vers la source. Le résultat de simulation obtenu dans Fig. III.46 montre que le courant du neutre coté source est négligeable $I_{sn} \leq 0.5 A$ devant le courant dans le neutre coté charge $I_{Ln\max} = 17.04 A$.

La puissance réelle de référence nécessaire pour assurer la compensation est:

$$P_{ref} = \tilde{p}_+ + p_- + \tilde{p} - p_{dc} + p_0$$

Ainsi que la puissance réactive de référence est :

$$q_{ref} = \bar{q} + \tilde{q}$$

Après compensation les puissances fournées par la source sont :

$$P_s = \bar{p}_+ + p_{dc}$$

$$q_{ref} = 0$$

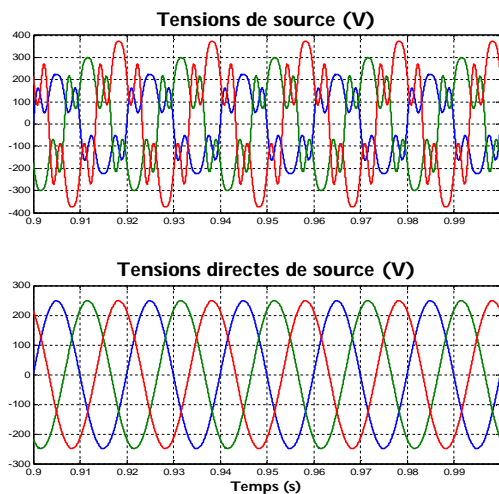


Fig. III.37. La tension de source.

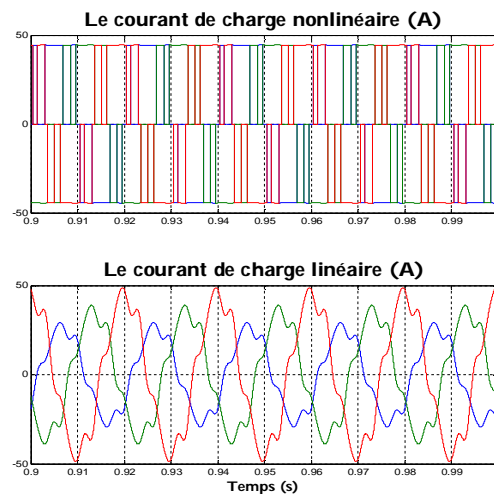


Fig. III.38. Les courants de source avant et après compensation.

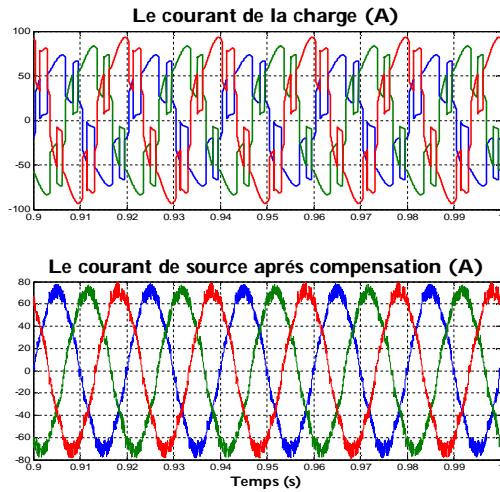


Fig. III.39. Les courants de source avant et après compensation.

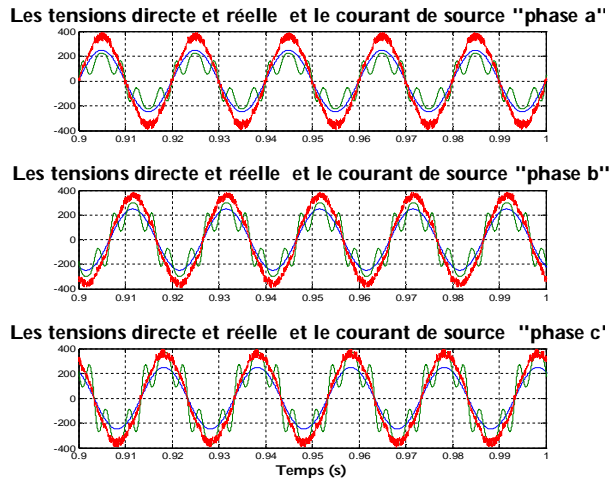


Fig. III.40. Les courants et les tensions de source après compensation.

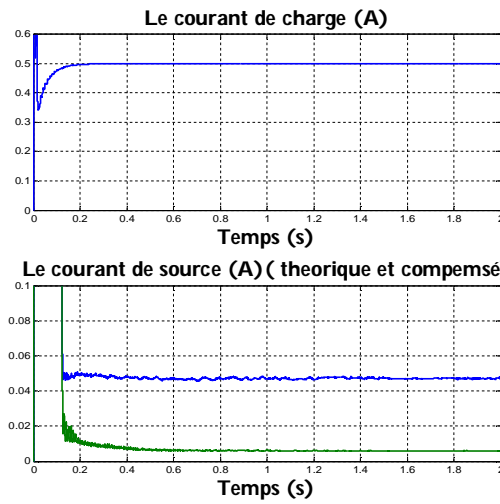
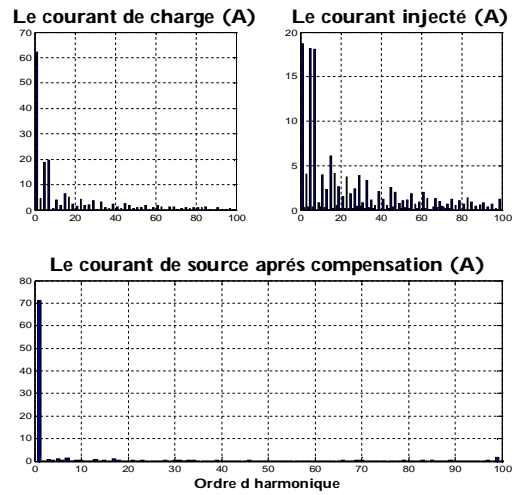


Fig. III.41. Les THD des courants dans la phase « a ».



III.42. Les spectre des courants dans la phase « a ».

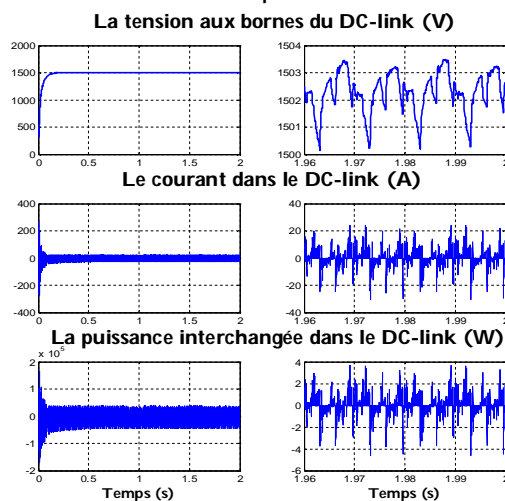


Fig. III.43. Les puissance de charge et de référence.

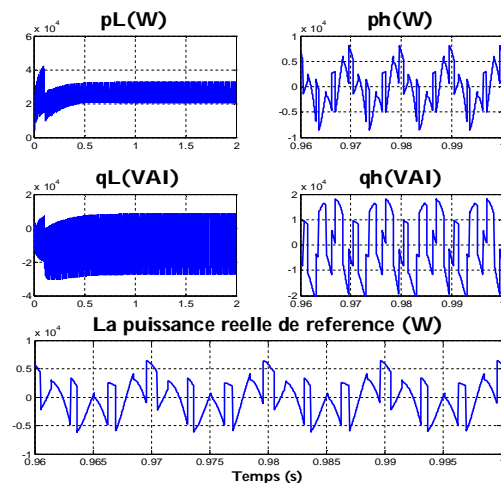


Fig. III.44. Le comportement du DC-link.

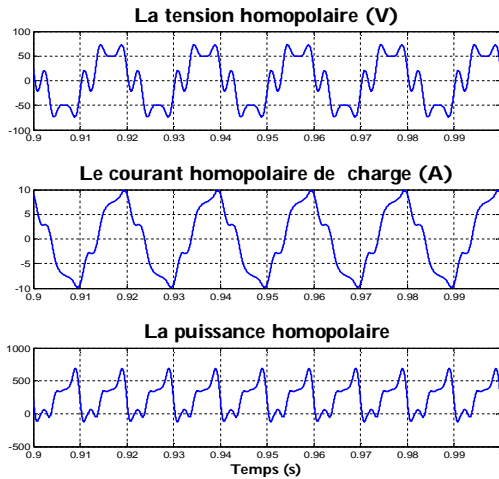


Fig. III.45. Tension, courant et puissance homopolaires.

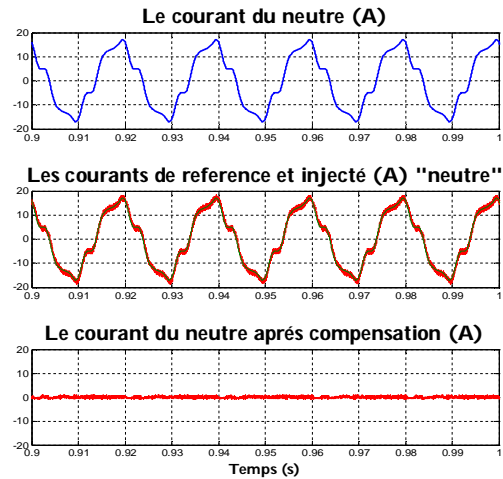


Fig. III.46. La compensation du courant de neutre.

III.8.1.2 Cas d'une charge non linéaire déséquilibrée

Dans cette application, on propose une charge composée d'une charge non linéaire déséquilibrée et une charge linéaire équilibrée connectées en parallèle. Le déséquilibre de la charge non linéaire va introduire un courant dans le neutre riche en harmonique, il est à noter que cette charge non linéaire est dépourvue des composantes harmoniques paires et les multiples de trois (Tab. III.13).

Tab. III.13. Les amplitudes des courant harmonique dans les trois phases (charge, filtre et source).

h	I_{La}	I_{fa}	I_{sa}	I_{Lb}	I_{fb}	I_{sb}	I_{Lc}	I_{fc}	I_{sc}
1	93.9350	49.7276	65.5130	79.1737	40.7066	65.4170	64.4378	34.8349	65.9911
2	0.0000	0.0489	0.0489	0.0000	0.2340	0.2340	0.0000	0.1970	0.1970
3	0.0000	0.6918	0.6931	0.0000	0.4209	0.4228	0.0000	1.1098	1.1100
4	0.0000	0.1197	0.1198	0.0000	0.0936	0.0936	0.0000	0.2039	0.2039
5	9.8691	9.4893	0.3987	6.9223	6.1850	0.8168	3.9516	3.8017	0.4572
6	0.0000	0.2505	0.2505	0.0000	0.2153	0.2153	0.0000	0.0398	0.0398
7	6.9783	7.2103	0.4605	4.8711	5.2028	0.6437	2.7874	2.9565	0.5681
8	0.0000	0.0610	0.0610	0.0000	0.0774	0.0774	0.0000	0.0899	0.0900
9	0.0000	0.2176	0.2015	0.0000	0.4228	0.4158	0.0000	0.2472	0.2470
10	0.0000	0.1277	0.1277	0.0000	0.1798	0.1798	0.0000	0.0989	0.0989
11	4.4580	4.2537	0.2744	3.1347	3.1238	0.1114	1.7873	1.7653	0.3180
12	0.0000	0.0821	0.0821	0.0000	0.1112	0.1112	0.0000	0.0784	0.0784
13	3.7688	3.7133	0.0585	2.6246	2.6384	0.0863	1.5037	1.5721	0.0728
14	0.0000	0.2224	0.2224	0.0000	0.0974	0.0974	0.0000	0.2916	0.2916
15	0.0000	0.0784	0.0960	0.0000	0.2251	0.2134	0.0000	0.2754	0.2753
16	0.0000	0.1042	0.1042	0.0000	0.1863	0.1863	0.0000	0.1378	0.1378
17	2.8774	2.6911	0.2010	2.0284	1.8077	0.2451	1.1551	0.9279	0.2359
18	0.0000	0.0927	0.0927	0.0000	0.1512	0.1512	0.0000	0.0607	0.0607
19	2.5834	2.4091	0.2896	1.7950	1.7185	0.3371	1.0296	0.8665	0.4093
20	0.0000	0.0959	0.0959	0.0000	0.0913	0.0913	0.0000	0.1804	0.1804
21	0.0000	0.2720	0.2756	0.0000	0.3239	0.3273	0.0000	0.0597	0.0594
	16.25%		5.20%	13.50%		5.10%	9.48%		5.30%

Le système de tensions utilisé est sinusoïdal équilibré. Les courants absorbés par la charge linéaire et la charge non linéaire sont présentés dans la figure (Fig. III.47). Ces composantes fondamentales dans les trois phases ont respectivement les caractéristiques suivantes :

$$I_{L1a} = 44.78 \text{ A} \angle 32.14^\circ, I_{L1b} = 44.78 \text{ A} \angle 152.14^\circ, I_{L1c} = 44.78 \text{ A} \angle 272.14^\circ$$

$$I_{L2a} = 49.17 \text{ A} \angle 30^\circ, I_{L2b} = 34.40 \text{ A} \angle 150^\circ, I_{L2c} = 19.66 \text{ A} \angle 270^\circ$$

Les courants de source après compensation sont sinusoidaux et équilibrés avec un faible taux de distorsion harmonique dans les trois phases selon les normes en vigueur (Fig. III.48) et (Fig. III.49). De plus, les déphasages entre ces courants et les tensions de la source correspondants sont négligeables, ce qui explique que la source ne fait transférer que de la puissance active moyenne vers la charge. Cette puissance est produite par la tension de source et la composante fondamentale directe du courant absorbé par la charge. Les puissances de référence nécessaires pour que le filtre actif de puissance puisse assurer la compensation des quatre perturbations (le déséquilibre du courant, les harmoniques du courant, la puissance réactive et le courant du neutre) peuvent être présentées comme suit :

$$P_{ref} = \tilde{p} - P_{dc} + P_0$$

$$q_{ref} = q$$

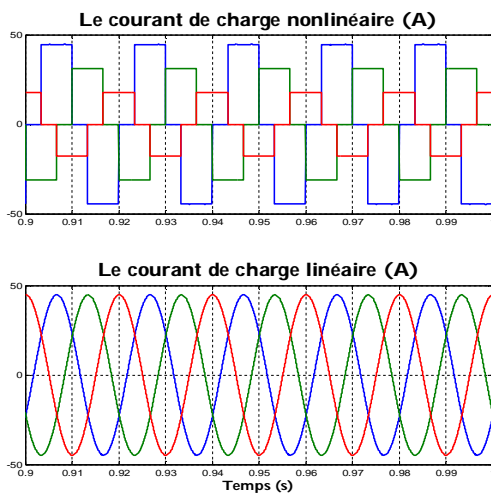


Fig. III.47. Les courant des charges linéaire et nonlinéaire.

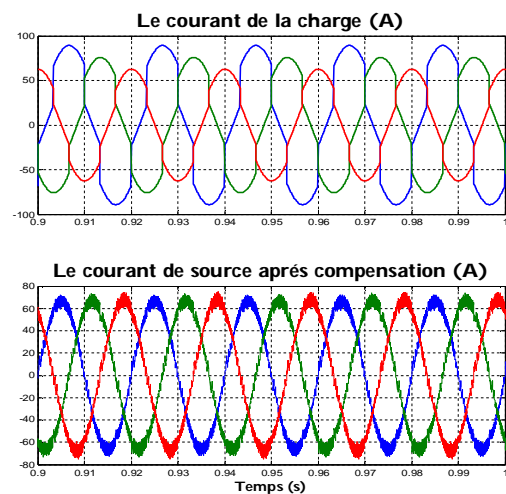


Fig. III.48. Les courants avant et après compensation.

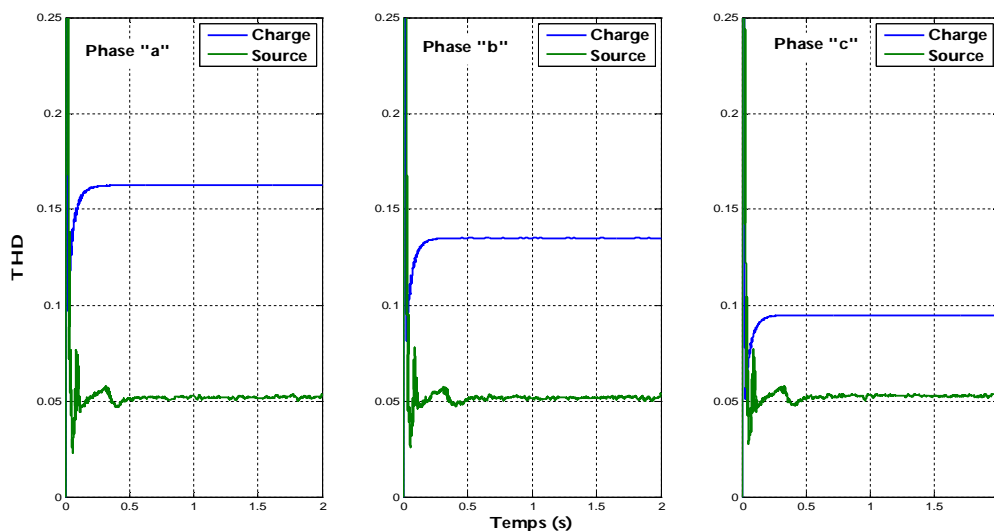


Fig. III.49. Les courants avant et après compensation.

Le courant du neutre côté charge et le courant du neutre côté source sont présentés dans la figure (Fig. III.50), Ainsi, le courant circulant dans le neutre vers la source a une valeur négligeable et les

spectres en fréquence des trois courants du neutre à savoir (Fig. III.51): le courant introduit par la charge, le courant injecté par le quatrième bras du filtre actif de puissance et le courant circulant vers la source, montrent la bonne compensation du filtre actif de puissance à quatre bras face aux déséquilibre en harmoniques. Les amplitudes des différents spectres sont représentées dans le Tab. III.14. On remarque que le fondamental de courant du neutre côté source a une amplitude négligeable ($I_{sn1} = 0.12 A$), ce qui montre la bonne compensation dans le neutre. Aussi, le courant du neutre côté charge contient des composantes harmoniques très gênantes d'ordre ($h = 6k \pm 1$ ou $k = 1,2,3$) et l'amplitude des autres harmoniques ne dépasse pas 5% de l'amplitude du fondamental. Concernant le courant injecté par le quatrième bras du filtre actif qui est dû à la commutation des composants, il produit des composantes harmoniques dans le neutre côté source de faibles amplitudes.

Tab. III.14. Les amplitudes des courant harmonique dans le neutre (charge, filtre et source).

h	I_{Ln}	I_{fn}	I_{sn}	h	I_{Ln}	I_{fn}	I_{sn}
1	25.5477	25.6661	0.1290	12	0.0000	0.0115	0.0115
2	0.0000	0.0144	0.0144	13	1.9583	1.9428	0.0181
3	0.0000	0.0378	0.0364	14	0.0000	0.0072	0.0072
4	0.0000	0.0024	0.0024	15	0.0000	0.0114	0.0087
5	5.1282	5.1279	0.0496	16	0.0000	0.0093	0.0093
6	0.0000	0.0152	0.0152	17	1.4952	1.4798	0.0184
7	3.6261	3.6158	0.0105	18	0.0000	0.0094	0.0094
8	0.0000	0.0133	0.0133	19	1.3425	1.3241	0.0305
9	0.0000	0.0175	0.0133	20	0.0000	0.0063	0.0063
10	0.0000	0.0090	0.0090	21	0.0000	0.0019	0.0074
11	2.3165	2.3154	0.0291				

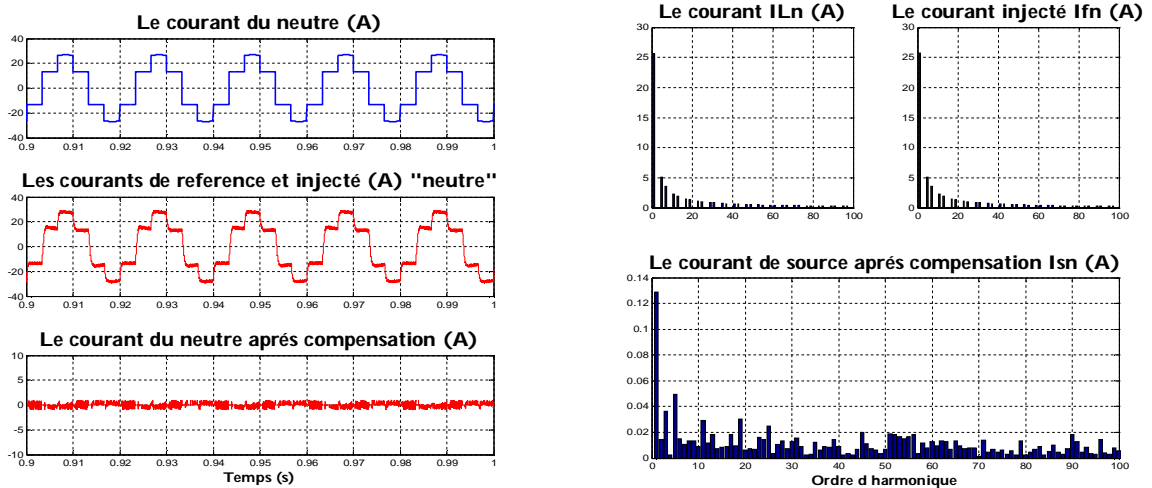


Fig. III.50. La compensation du courant de neutre. Fig. III.51. Les spectres du courant de neutre.

III.8.1.3 Cas d'une charge variable déséquilibrée à caractère non linéaire

La charge est composée d'une charge triphasée nonlinéaire équilibrée (un redresseur PD3 commandé $\alpha = 30^\circ$) et de trois charges linéaires monophasées déséquilibrées réparties sur les trois phases. La charge nonlinéaire est branchée en permanence, elle absorbe un courant équilibré riche en harmoniques dont les courants fondamentaux obtenus dans les trois phases sont présentés dans le tableau suivant:

Phase « a »	Phase « b »	Phase « c »
$I_{L2a} = 49.17 \text{ A} \angle 30^\circ$	$I_{L2b} = 49.15 \text{ A} \angle 150^\circ$	$I_{L2c} = 49.16 \text{ A} \angle 270^\circ$

Les trois charges linéaires monophasées « Charge a », « Charge b » et « Charge c » ont les caractéristiques présentées dans le tableau suivant :

Charge a	Charge b	Charge c
$Z_{La} = 4.92 \angle 32,14^\circ$	$Z_{Lb} = 7.38 \angle 32,14^\circ$	$Z_{Lc} = 14.76 \angle 32,14^\circ$

La simulation se fait selon deux étapes à savoir :

- 1- Etape1 : les charges linéaires sont branchées à des temps bien précis selon les séquences données dans le tableau suivant :

	Durée 11 0s - 1s	Durée 12 1s - 15s	Durée 13 1.5s - 2s	Durée 14 2s -
Phase « a »				Charge a
Phase « b »			Charge b	Charge b
Phase « c »		Charge c	Charge c	Charge c

- 2- Etape2 : les charges linéaires sont initialement branchées, on fait les débranchées à des temps bien précis selon les séquences données dans le tableau suivant :

	Durée 21 0s - 1s	Durée 22 1s - 15s	Durée 23 1.5s - 2s	Durée 24 2s -
Phase « a »	Charge a			
Phase « b »	Charge b	Charge b		
Phase « c »	Charge c	Charge c	Charge c	

Les résultats de simulation montrent qu'il y a une similarité au régime permanent entre les courants absorbés par la charge, les courants injectés par le filtre actif de puissance et les courants absorbés de la source après compensation dans certaines durées. Cette similarité est expliquée par l'identité des charges branchées dans les trois phases durant ces durées et elle ne peut avoir lieu durant les instants de passage d'une durée à une autre.

Ces courants sont présentés dans des tableaux selon chaque similarité et chaque tableau représente les courants suivant les trois phases et le neutre, le THD des courants de charge, le THD des courants de source, le CFU des courants de charge et le CFU des courants de source. Cette application nous permet de montrer l'efficacité et la robustesse du filtre actif de puissance à quatre bras pour compenser les différentes perturbations en courant tels que les harmoniques, le déséquilibre et les déphasages des courants avec les tensions de source sous la variation de la charge.

a- Durée 11 et durée 24

Dans ces durées, la seule charge connectée est la charge nonlinéaire, On constate que le courant dans le neutre est nul, ceci peut être expliqué par le fait que le facteur de déséquilibre est de très faible (0.04 %). Aussi, toutes les composantes harmoniques multiples de trois générées sont nulles. Le filtre actif de puissance injecte un courant équilibré riche en harmoniques pour assurer la compensation. On remarque que les courants de source après compensation sont équilibrés avec un faible $CFU = 0.44 \%$ et un $THD = 4.5 \%$, ce qui justifie la bonne compensation du filtre actif utilisé.

Phase	Courant de charge		I_f	Courant de source	
	I_L	THD_{I_L}		I_s	THD_{I_s}
a	49.17	31 %	23.14	40.77	4.5 %
b	49.15	31 %	23.30	40.68	4.5 %
c	49.16	31 %	23.27	40.86	4.5 %
Neutre	0.00		0.00	0.00	
	0.04 %			0.44 %	

b- Durée 12 et durée 23

Durant ces phases uniquement la charge linéaire « charge c » est branchée, l'amplitude du courant fondamental de charge dans la phase « c » augmente à 70.22 A, ce que donne un facteur de déséquilibre des courants ($CFU = 37.50\%$) et le courant du neutre apparaît avec une amplitude importante (21.08 A) dépassant ainsi les normes en vigueur. Pour assurer une bonne compensation, le filtre actif de puissance injecte des courants déséquilibrés dans les trois phases, ainsi qu'un courant dans le neutre à travers le quatrième bras afin de neutraliser le courant dans le neutre côté source. Les courants de source obtenus ont un faible facteur de déséquilibre ($CFU = 0.13\%$) est un taux de distorsion harmonique ($THD = 4.1\%$) très acceptable avec un courant dans le neutre de très faible amplitude (0.17 A).

Phase	Courant de charge		I_f	Courant de source	
	I_L	THD_{I_L}		I_s	THD_{I_s}
a	49.17	31 %	23.69	46.53	4.1 %
b	49.15	31 %	23.74	46.55	4.1 %
c	70.22	22 %	37.24	46.59	4.1 %
Neutre	21.08		21.13	0.17	
	37.5 %			0.13 %	

Le passage de la durée 11 à la Durée 12 provoque une variation dans le courant de charge de la phase « c », des variations des courants de source dans les trois phases (Fig. III.52), et la naissance d'un courant dans le neutre de la charge (Fig. III.53). Le filtre actif poursuit ces perturbations pour assurer le maintien de l'équilibre des courants de source, l'élimination du courant dans le neutre côté source et la compensation de la puissance réactive absorbée par la charge connectée (Fig. III.54) (les courants sont multipliés par 5 pour clarifier le déphasage).

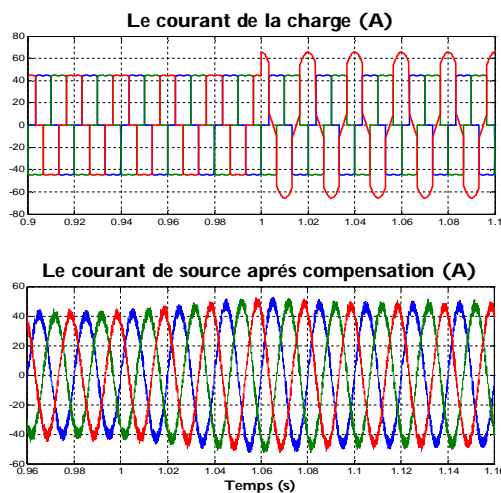


Fig. III.52. Les courant de charge et de source.

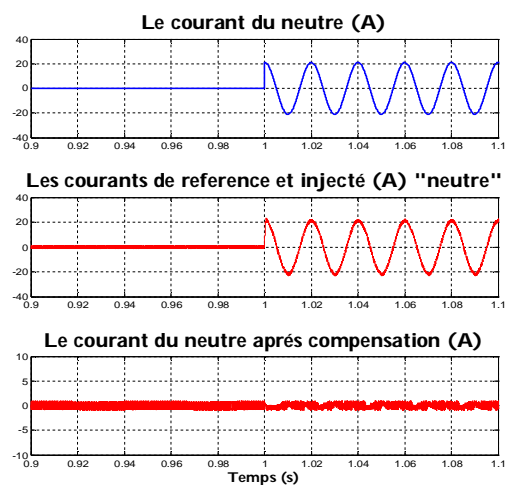


Fig. III.53. Les courants dans le neutre (charge, source et filtre).

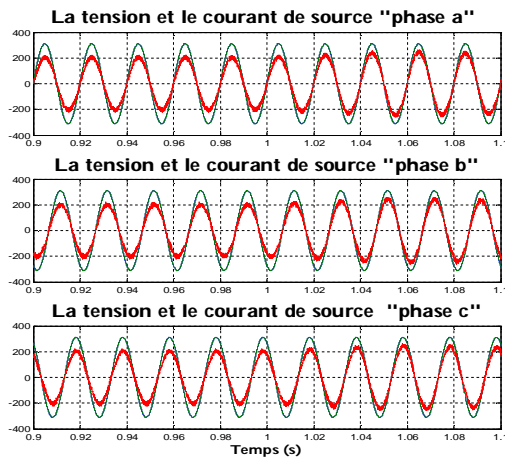


Fig. III.54. Les tensions et les courants dans les trois phases de source.

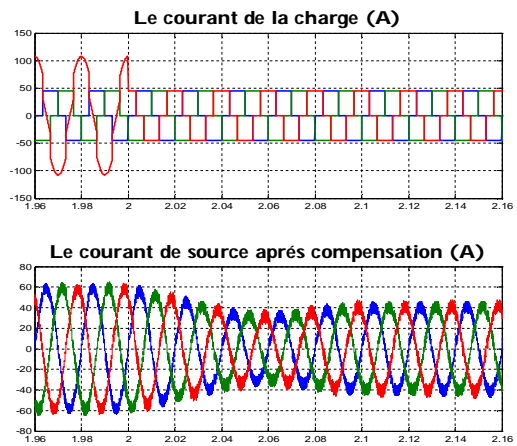


Fig. III.55. Les courants de charge et de source.

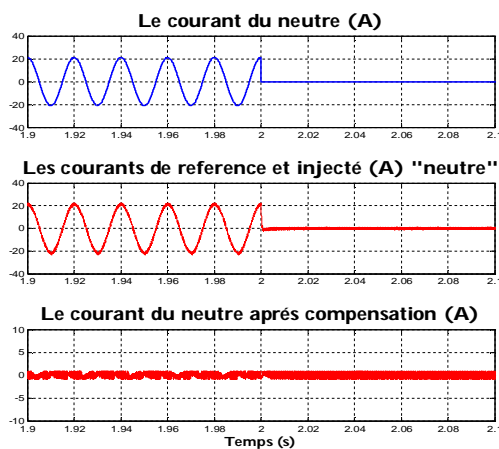


Fig. III.56. Les courants dans le neutre (charge, source et filtre).

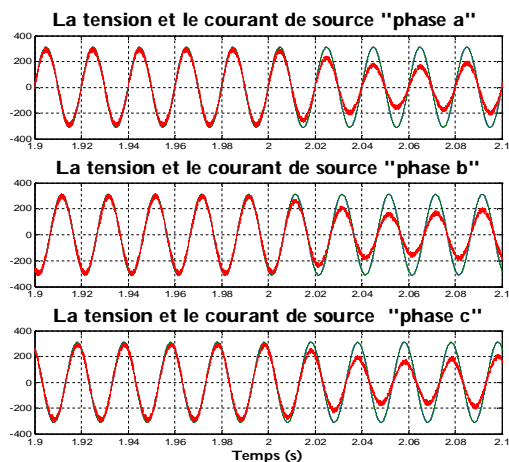


Fig. III.57. Les tensions et les courants dans les trois phases de source.

Les résultats de simulation montrent que des variations similaires se passent lors du passage de la durée 23 a la durée 24 mais au sens contraire où la charge « charge c » est débranchée. La charge devient équilibrée, le courant dans le neutre de la charge disparaît, et par conséquent le filtre actif injecte un courant équilibré pour assurer la compensation des courants harmoniques injectés par la charge non linéaire. Aussi, on remarque la diminution des amplitudes des courants de source et redeviennent équilibrés avec des déphasages nuls. (Fig. III.55), (Fig. III.56) et (Fig. III.57).

c- Durée 13 et durée 22

La charge « charge b » est branchée à la phase « b », le comportement des courants fondamentaux de charge, injectés par le filtre actif et de source sont présentés dans le tableau suivant :

Phase	Courant de charge		I_f	Courant de source	
	I_L	THD_{I_L}		I_s	THD_{I_s}
a	49.17	31 %	28.05	58.49	3.8 %
b	91.28	18 %	50.01	58.05	3.8 %
c	70.22	22 %	34.85	58.44	3.8 %
Neutre	36.50		36.61	0.2	
	60 %			0.75 %	

Les résultats montrent que les courants de source ont de faibles taux de distorsion harmonique et de très faible facteur de déséquilibre, d'autre part on remarque que l'amplitude du courant de neutre côté source est négligeable ($I_{sn} = 0.2 A$). On peut dire que le filtre actif a permis d'assurer une bonne compensation face à la variation de la charge en matière. Le passage de la durée 12 à la durée 13 est montré dans figures (Fig. III.58), (Fig. III.59) et (Fig. III.60). Le passage de la durée 22 à la durée 23 est présenté par les figures (Fig. III.61), (Fig. III.62) et (Fig. III.63).

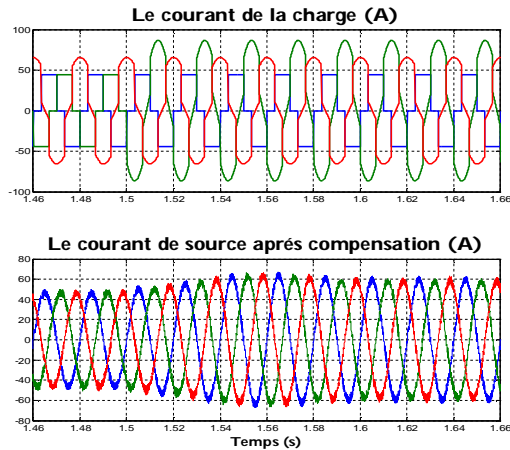


Fig. III.58. Les courants de charge et de source.

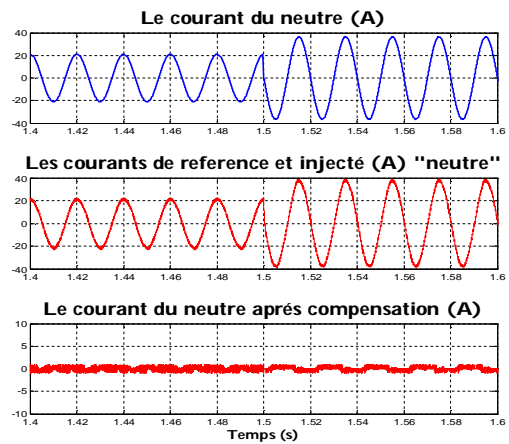


Fig. III.59. Les courants dans le neutre.

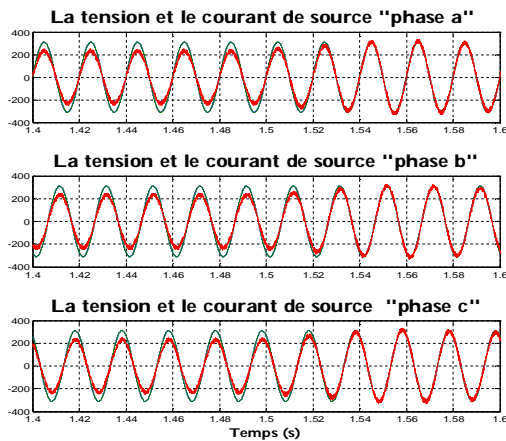


Fig. III.60. Les tensions et les courants dans les trois phases.

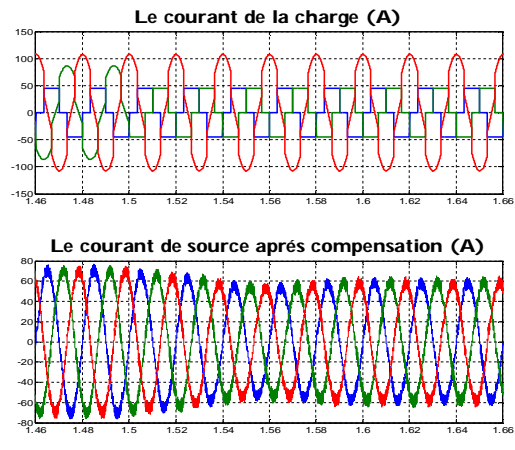


Fig. III.61. Les courants de charge et de source.

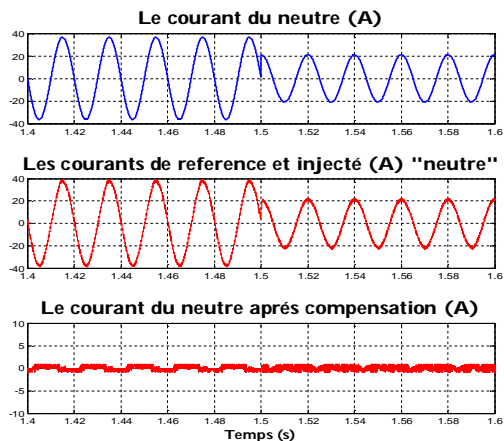


Fig. III.62. Les courants dans le neutre (charge, source et filtre).

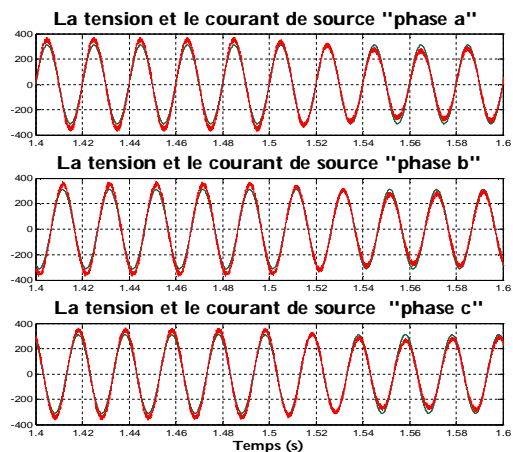


Fig. III.63. Les tensions et les courants dans les trois phases de source.

d- Durée 14 et durée 21

La charge « charge a » est branchée a la phase « a », les courants fondamentaux de charge, injectés par le filtre actif et de source obtenus en régime permanent sont présentés dans le tableau suivant :

Phase	Courant de charge		Courant de source		
	I_L	THD_{I_L}	I_f	I_s	THD_{I_s}
a	112.37	14 %	60.62	75.94	3.3 %
b	91.28	18 %	45.12	76.13	3.3%
c	70.22	22 %	38.08	76.16	3.3 %
Neutre	36.50		36.61	0.19	
CIF	46 %		0.3 %		

Les résultats montrent une nette amélioration de la qualité des courants de source avec une très faible distorsion harmonique, un déséquilibre négligé et avec un courant dans le neutre côté source négligeable devant les courants des phases. Le filtre actif de puissance a permis d'assurer une bonne compensation sous un CFU important, un THD important et un courant du neutre important. Les figures III.64, III.65 et III.66, et les figures III.67, III.68 et III.69 montrent le passage de la durée 13 à la durée 14 et le passage de la durée 21 à la durée 22 respectivement pour les courants de charge, les courants de la source et les courants dans le neutre.

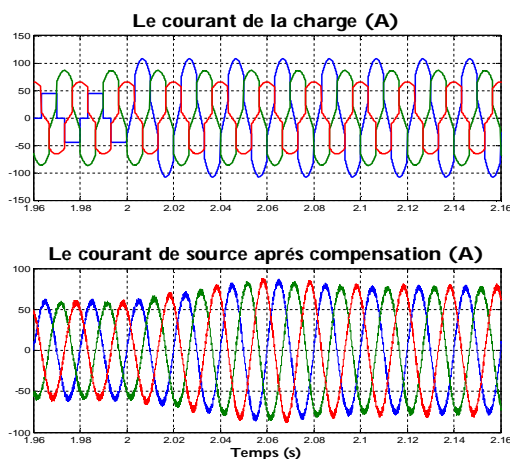


Fig. III.64. Les courants de charge et de source.

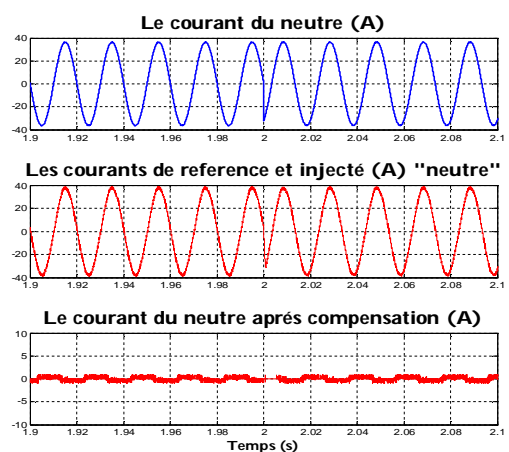


Fig. III.65. Les courants dans le neutre.

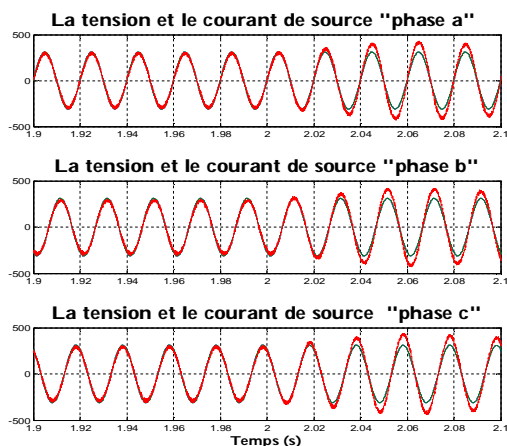


Fig. III.66. Les tensions et les courants dans les trois phase de source.

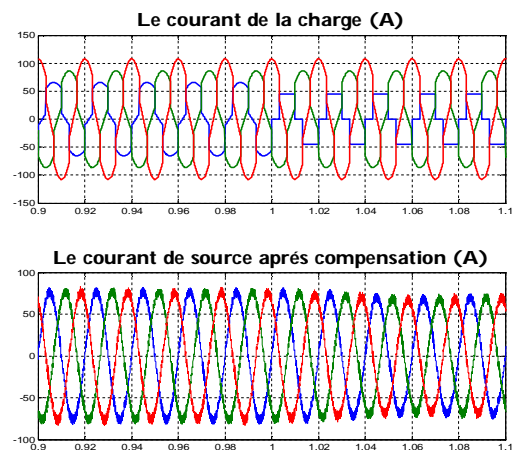


Fig. III.67. Les courants de charge et de source.

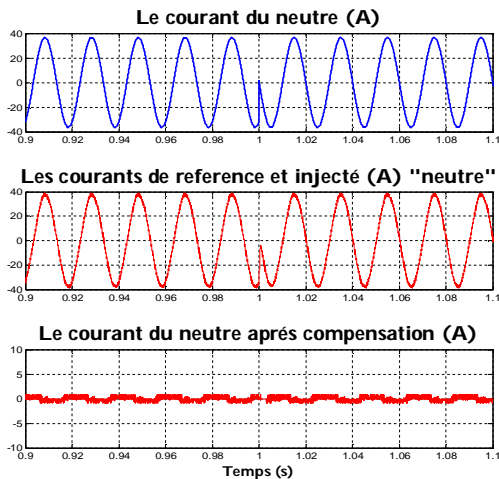


Fig. III.68. Les courants dans le neutre.

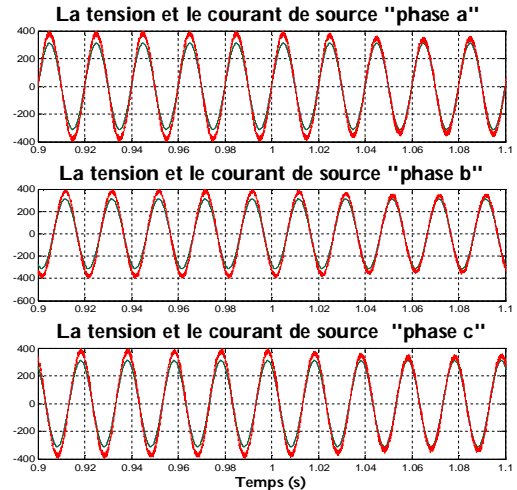


Fig. III.69. Les tensions et les courants dans les trois phases de source.

La variation des puissances réelle et imaginaire absorbées par la charge, ainsi que la puissance réelle de référence sont présentées par Fig. III.70 et Fig. III.71 pour les deux cas respectivement. On remarque la variation des valeurs moyennes de la puissance réelle et de la puissance imaginaire, l'augmentation ou la diminution est due au branchement ou débranchement des charges non linéaires. La variation de la fréquence d'ondulation de ces deux puissances est due essentiellement à l'apparition des composantes inverses générées par le déséquilibre des courants de charge. De plus, la variation de l'amplitude de la puissance réelle de référence est due à la variation de la charge. La tension aux bornes du DC-link montre une variation négligeable et ainsi elle n'est pas infectée par la variation de la charge (Fig III.72) et (Fig III.73).

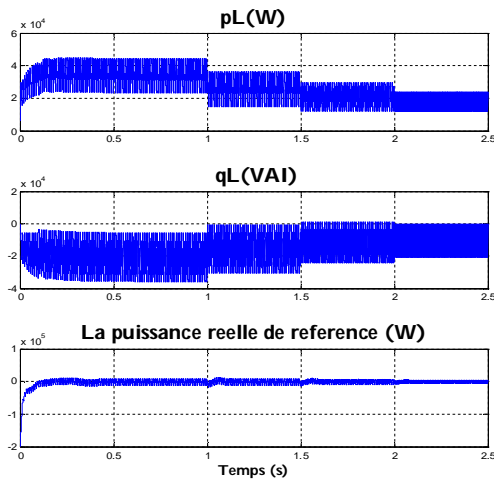


Fig. III.70. Présentation des puissances.

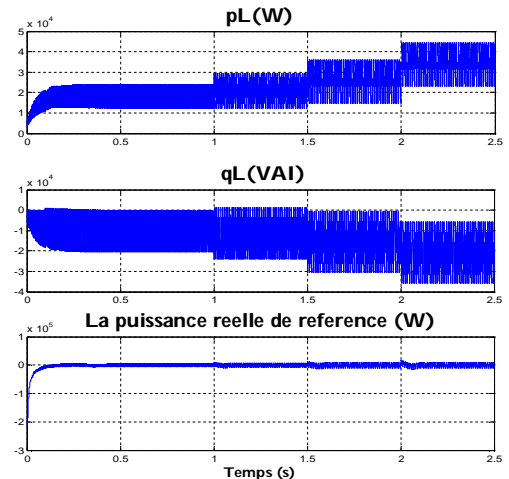


Fig. III.71. Présentation des puissances.

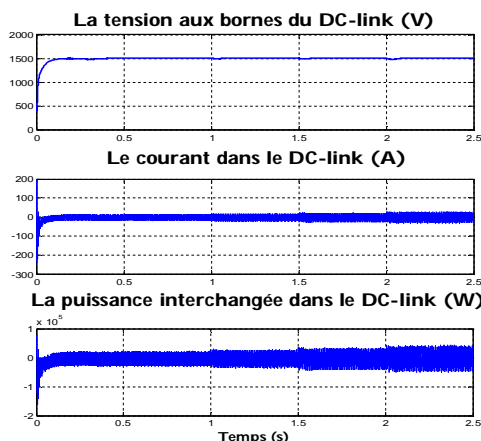


Fig. III.72. Comportement du DC-link.

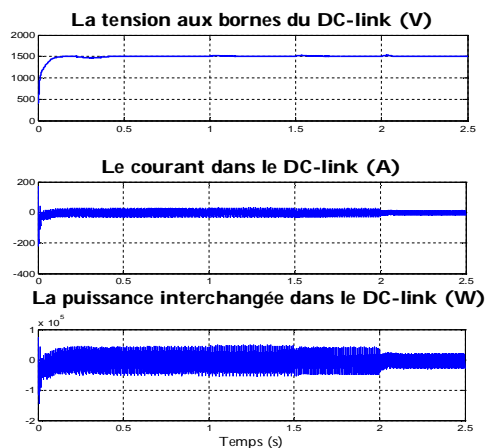


Fig. III.73. Comportement du DC-link.

III.8.2 Implémentation en temps réel sur le kit de contrôle dspace-1103

Nous représentons quelques résultats obtenus en temps réel en utilisant le Kit dSpace-1103. Ainsi, l'algorithme de compensation basé sur la théorie pq a été implémenté sur l'environnement Matlab/Simulink combiné avec l'interface en temps réel (Real Time Interface RTI) du dSpace-1103. Cet algorithme est exécuté par le processeur principal du DS-1103 en temps réel. Le temps d'échantillonnage qu'on a pu atteindre est $T_s = 50 \mu s$ avec un délai d'amorçage (Deadtime) de $5 \mu s$ entre les interrupteurs semi-conducteurs du même bras. Les résultats expérimentaux obtenus en temps réel sont représentés selon le type de charge connectée.

III.8.2.1 La plate forme expérimentale

La plate forme expérimentale utilisée se trouve au niveau du laboratoire d'électronique de puissance de université Texas A & M à Doha/Qatar, elle est composée principalement de deux blocs (Fig. III.74). Un onduleur deux niveaux cinq bras avec filtre de sortie, un circuit d'entraînement (gate drivers), une charge triphasée et les circuits de mesure et de protection, l'autre bloc présente le circuit de contrôle. Le circuit de contrôle comprend une carte contrôleur à base de DSP, un PC et un software (logiciel). Un système de protection a été conçu pour protéger les interrupteurs de même bras contre la fermeture simultanée. Les mesures de courant et de tension sont obtenues par l'intermédiaire des capteurs de courants et de tensions (Fig. III.75). Pour réaliser la commande en temps réel, le kit de la carte contrôleur dSPACE DS1103 est connecté à un PC compatible. Cette carte est composée de deux microprocesseurs (PowerPC604e-333 MHz et TMS320 F240DSP-20 MHz) pour assurer un traitement très rapide. Une fois le modèle est validé par simulation en utilisant l'interface Simulink, le code en langage C peut être généré par le software Real-Time Workshop sous Simulink. Afin de rendre ce code approprié pour le fonctionnement en temps réel, dSPACE propose un logiciel Real-Time Interface qui télécharge automatiquement le code C sur la carte dSPACE DSP. Le logiciel dSPACE Control Desk est utilisé pour surveiller et contrôler les paramètres du système à commander, il comprend un interfaçage de visualisation graphique pour l'observation des différents signaux, il permet également l'enregistrement des données et il peut être utilisé comme un oscilloscope ou un analyseur logique dans les tests du matériel en temps réel.

Les signaux PWM utilisés dans la simulation et l'expérimentation sont produits par le modèle Matlab/Simulink. Ces signaux PWM sont envoyés à la partie de puissance de la plate-forme expérimentale par l'intermédiaire des E/S de la carte dSPACE. Les résultats expérimentaux sont envoyés à l'ordinateur via le bloc ADC de la carte dSPACE. Il est important de noter qu'il n'est pas nécessaire de construire des modèles différents depuis le même modèle Simulink pour la validation expérimentale, cependant des modifications mineures peuvent avoir lieu.

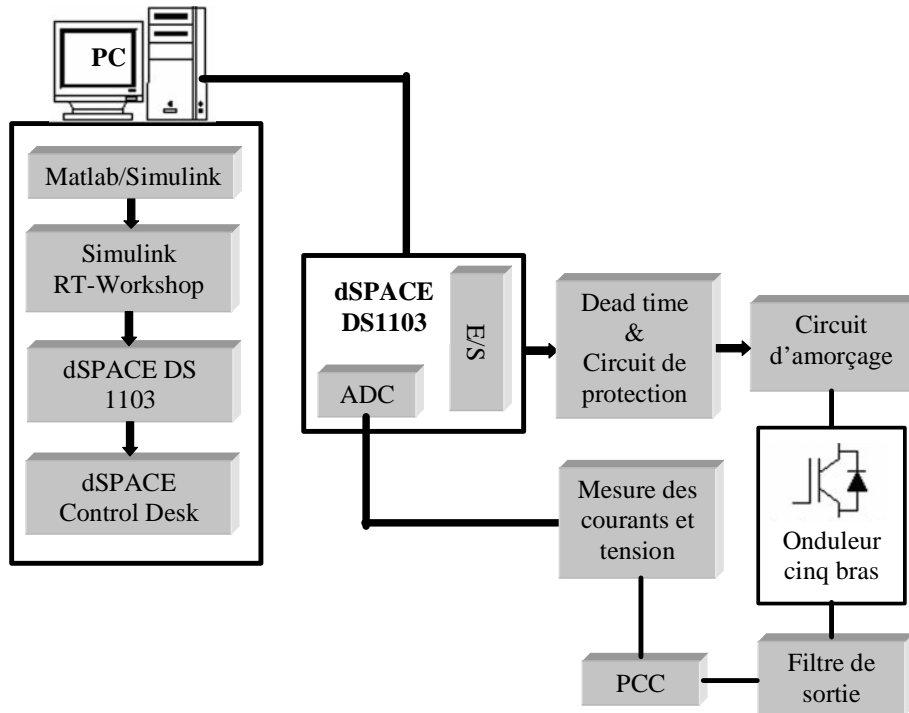


Fig. III.74 Schéma bloc de la plate forme expérimentale d'un onduleur cinq bras contrôlé par dSPACE DS1103 au laboratoire d'électronique de puissance à l'université de Texas A &M à Doha/Qatar.

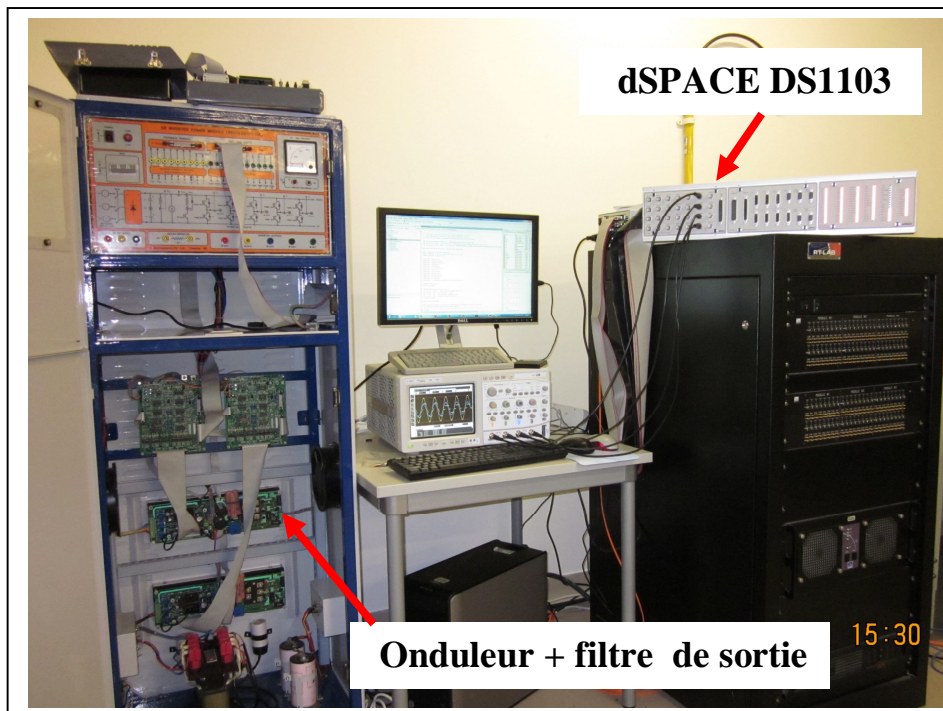


Fig. III.75 La plate forme expérimentale d'un onduleur cinq bras contrôlé par dSPACE DS1103 au laboratoire d'électronique de puissance à l'université de Texas A &M à Doha/Qatar.

III.8.2.2 Cas d'une charge non linéaire déséquilibrée

Les résultats obtenus confirment les résultats présentés au paragraphe (III.8.1.2) obtenus par simulation. Ainsi, dans la figure (Fig. III.80) sont représentés : le courant dans le neutre côté charge, le courant injecté par le filtre actif de puissance dans le neutre et le courant de la source après compensation. La figure (Fig.III.81) montre que le courant de source après compensation est

quasiment sinusoïdal et en phase avec la tension de source correspondante, ce qui montre la bonne compensation de la puissance réactive générée par la charge.

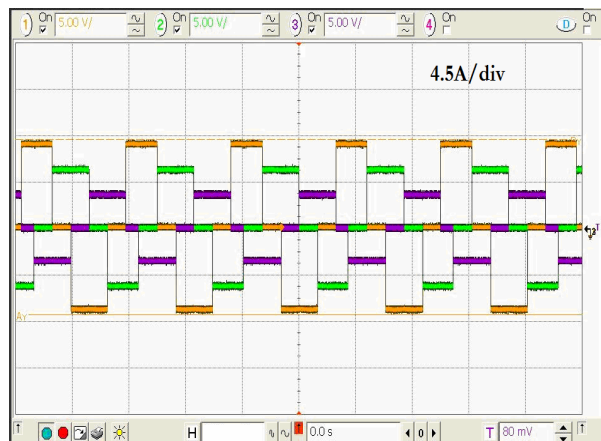


Fig. III.76. Les courants de charge nonlinéaire.



Fig. III.77. Les courants de charge RL.

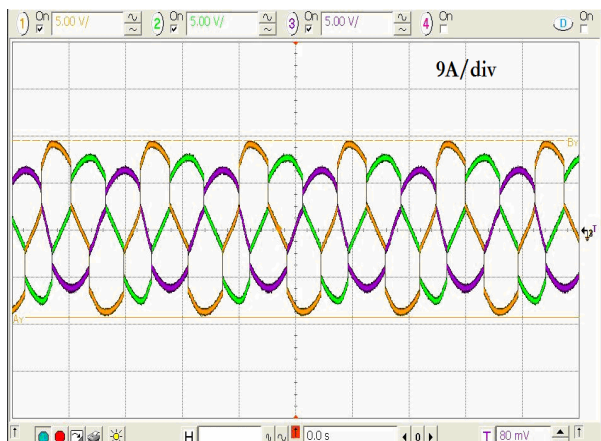


Fig. III.78. Les courants de charge.

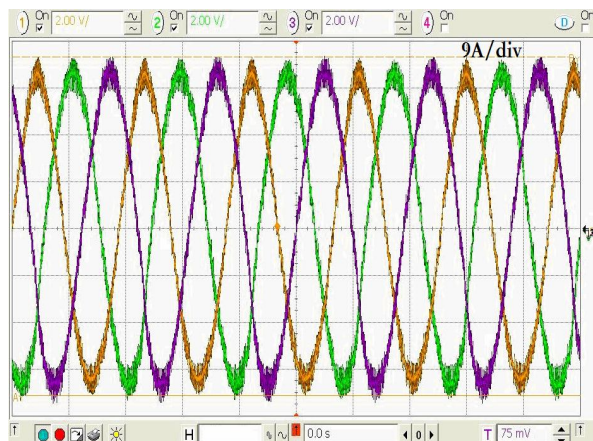


Fig. III.79. Les courants de source après compensation.

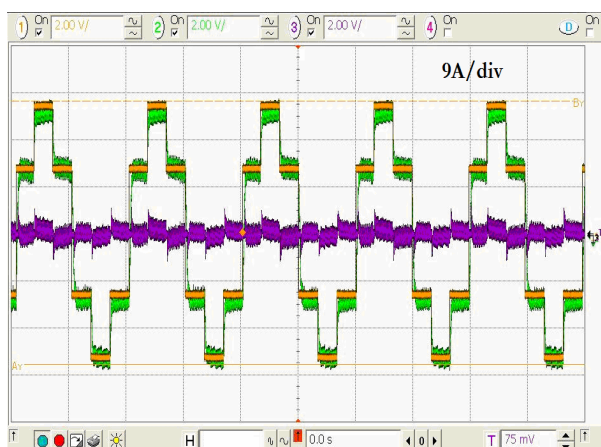


Fig. III.80. Les courants du neutre.
(charge, source et filtre).

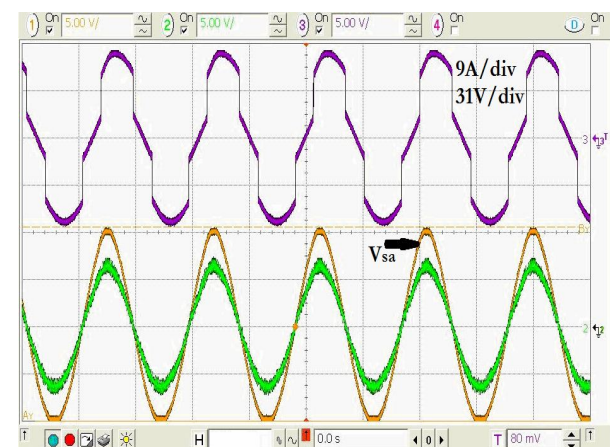


Fig. III.81. La tension, le courans de source et le courant de charge phase « a ».

III.8.2.3 Cas d'une charge variable déséquilibrée à caractère non linéaire

Les résultats suivants obtenus en temps réel confirment les résultats de simulation présentés au paragraphe (III.8.1.3). Dans les figures (Fig. III.85), (Fig. III.93) et (Fig. III.101) sont représentés le courant de source, le courant de charge et la tension de la phase « a ». On constate que le courant de source après compensation est quasiment sinusoïdal et en phase avec la source. Les figures (Fig. III.88), (Fig. III.96) et (Fig. III.104) représentent le comportement du courant de charge, du courant injecté par le filtre et du courant de source après compensation de la phase « a ». Ces résultats témoignent la bonne poursuite du filtre actif du courant de référence et la bonne élimination du courant harmonique injecté par la charge non linéaire.

La figure (Fig. III.106) montre le comportement de la tension U_{dc} et le courant I_{dc} du DC-link vis-à-vis de la variation de la charge (débranchement séquentiel des charges monophasées). Les figures (Fig. III.107) et (Fig. III.108) représentent la variation de U_{dc} et I_{dc} au régime permanent (toutes les charges monophasées sont débranchées) et on constate le lissage adéquat de la tension du DC-link.

A- Passage des durées (11 à 12) et (23 à 24)

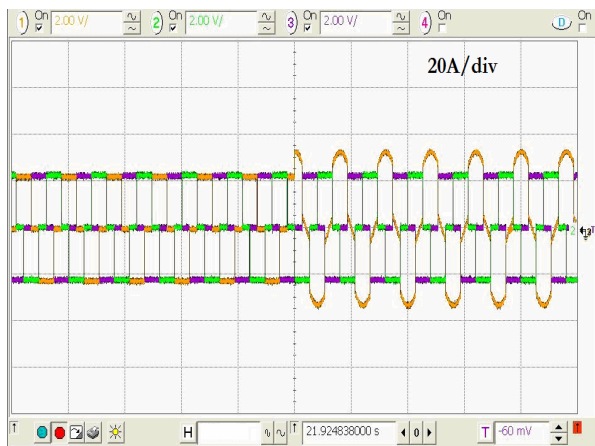


Fig. III.82. Les courants de charge.

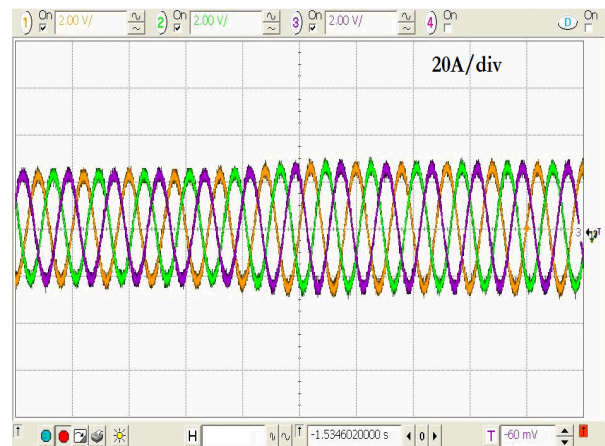


Fig. III.83. Les courant de source après compensation.

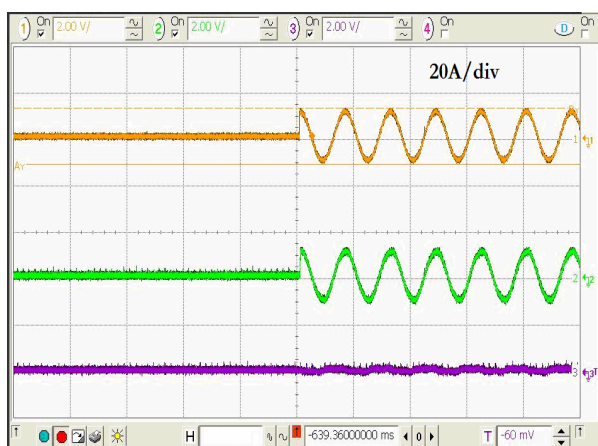


Fig. III.84. Les courants du neutre (charge, source et filtre).

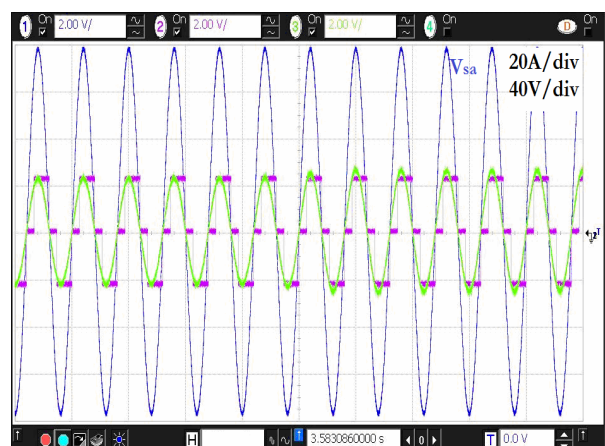


Fig. III.85. La tension, le courans de source et le courant de charge phase « a ».

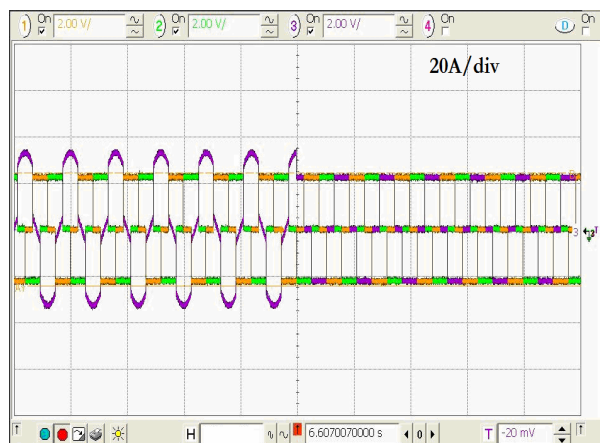


Fig. III.86. Les courants de charge.

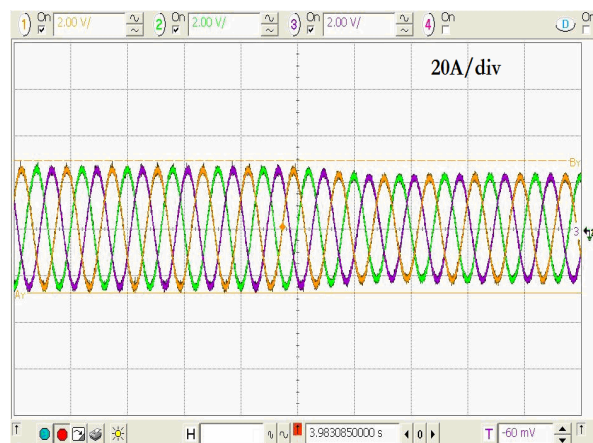


Fig. III.87. Les courants de source après compensation.

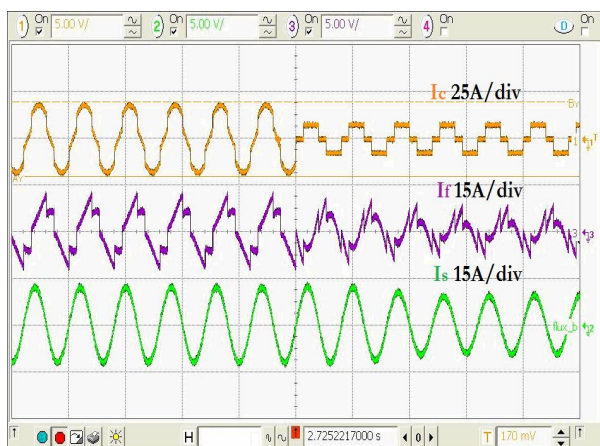


Fig. III.88. Les courants (charge, filtre et source) phase « a ».

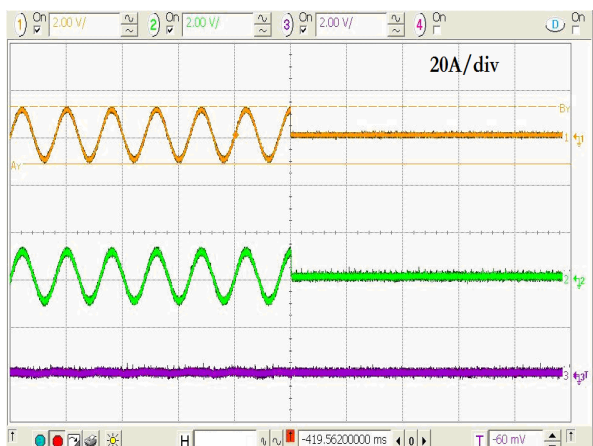


Fig. III.89. Les courants du neutre (charge, source et filtre).

B- Passage des durées (12 à 13) et (22 à 23)

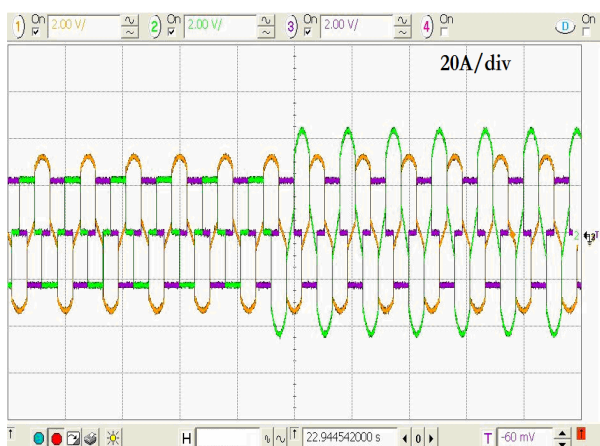


Fig. III.90. Les courants de charge.

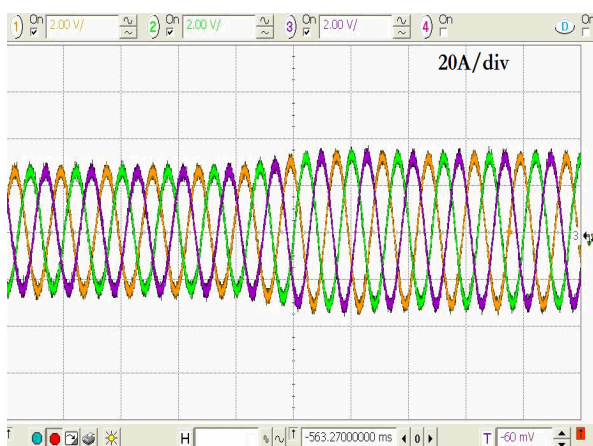


Fig. III.91. Les courants de source après compensation.

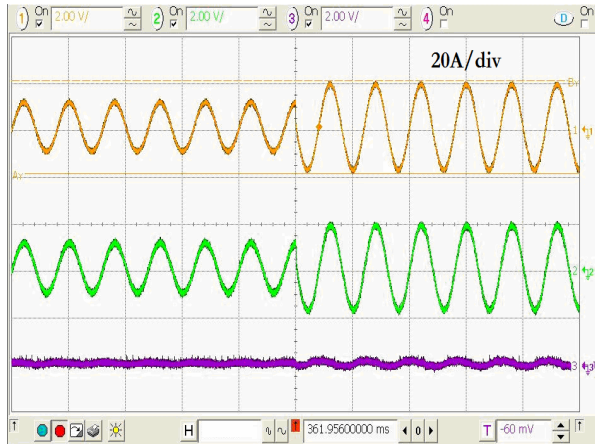


Fig. III.92. Les courants du neutre (charge, source et filtre).

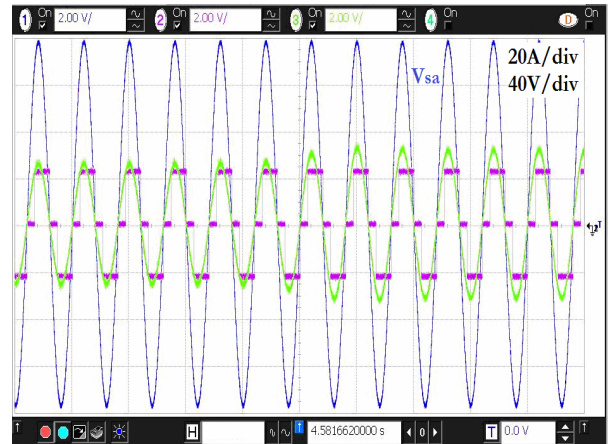


Fig. III.93. La tension, le courant de source et le courant de charge phase « a ».

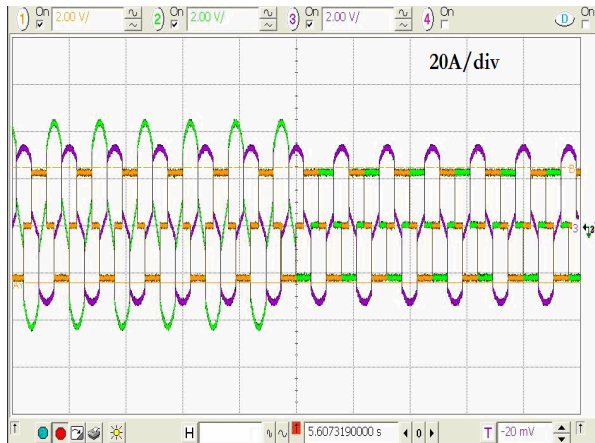


Fig. III.94. Les courants de charge.

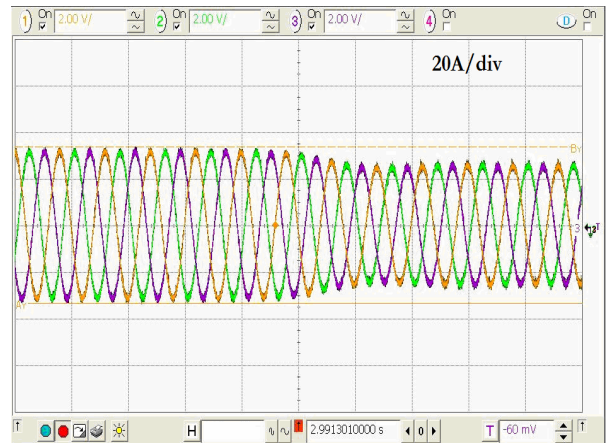


Fig. III.95. Les courants de source après compensation.

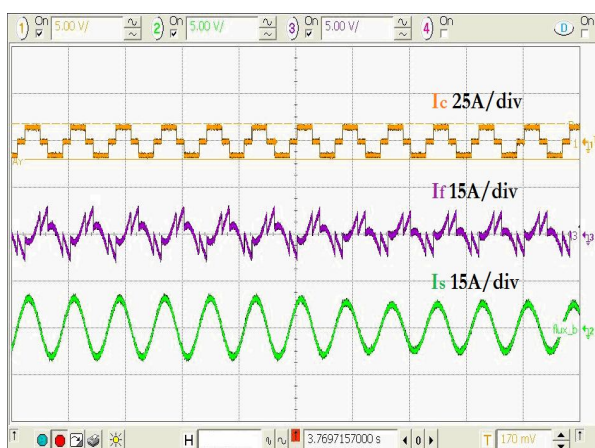


Fig. III.96. Les courants (charge, filtre et source) phase « a ».

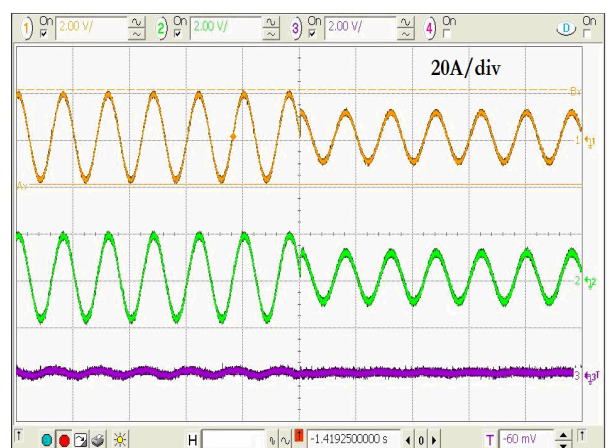


Fig. III.97. Les courants du neutre (charge, source et filtre).

C- Passage des durées (11 à 12) et (23 à 24)

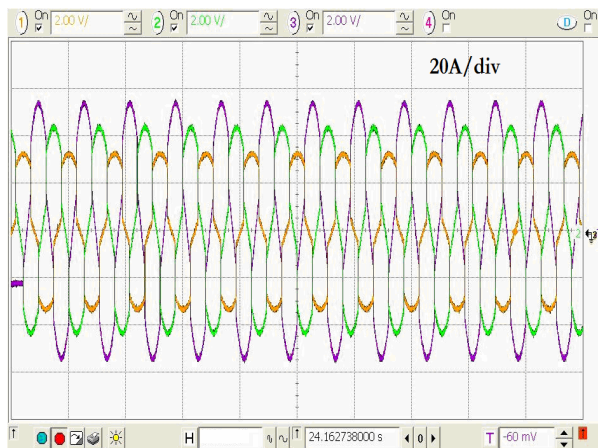


Fig. III.98. Les courants de charge.

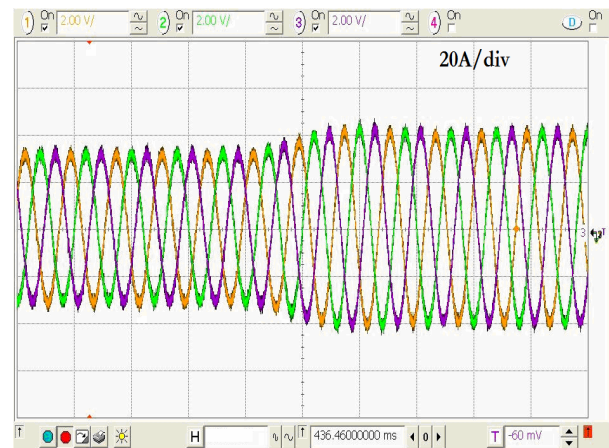


Fig. III.99. Les courants de source après compensation.

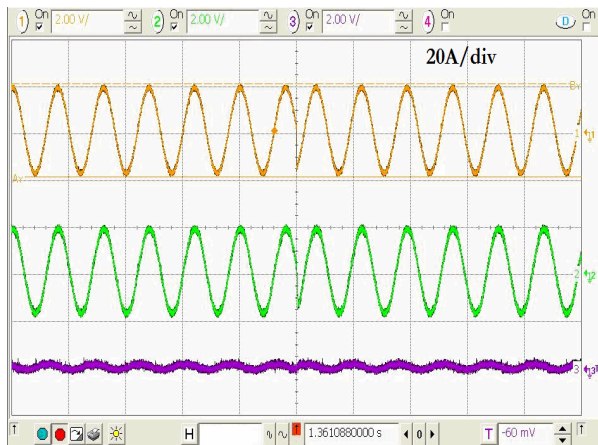


Fig. III.100. Les courants du neutre (charge, source et filtre).

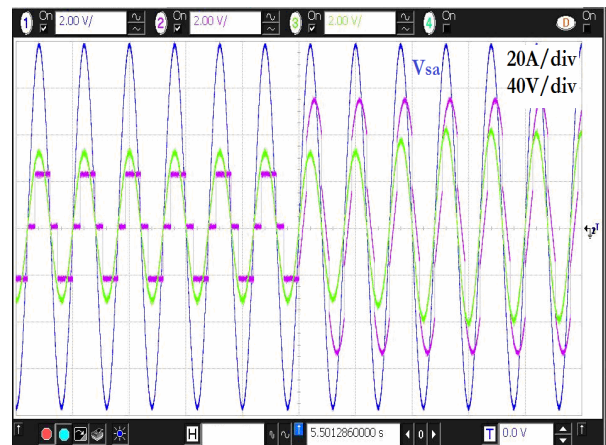


Fig. III.101. La tension, le courans de source le courant de charge phase « a ».

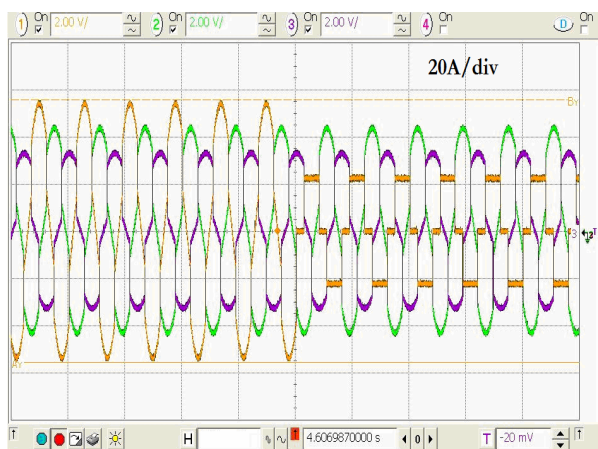


Fig. III.102. Les courants de charge.

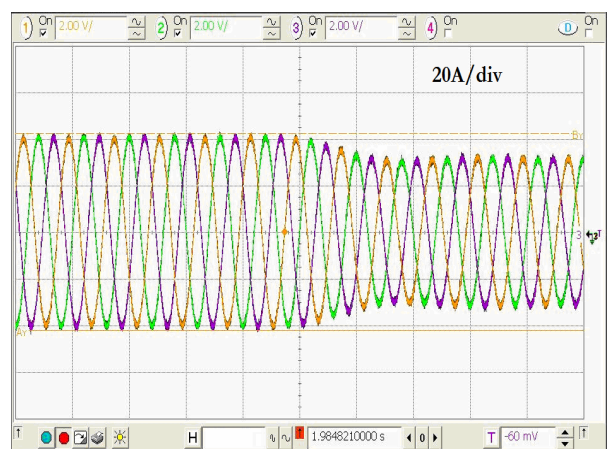


Fig. III.103. Les courants de source après compensation.

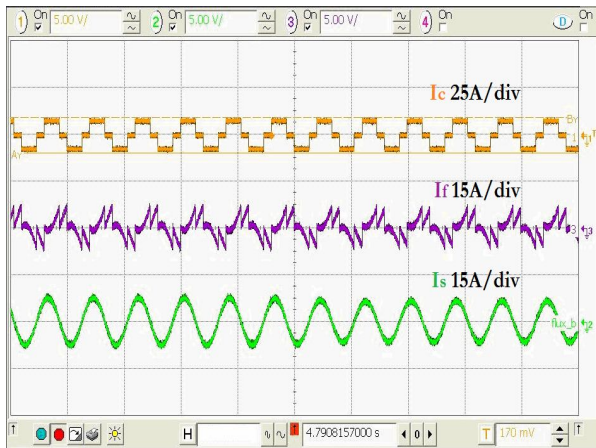


Fig. III.104. Les courants (charge, filtre et source) phase « a ».

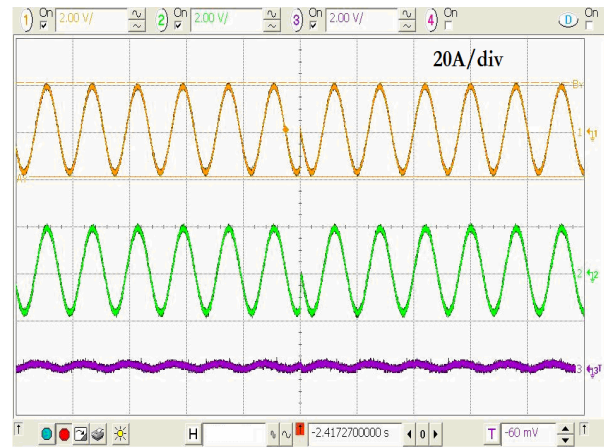


Fig. III.105. Les courants du neutre (charge, source et filtre).

D- Comportement du DC-link.

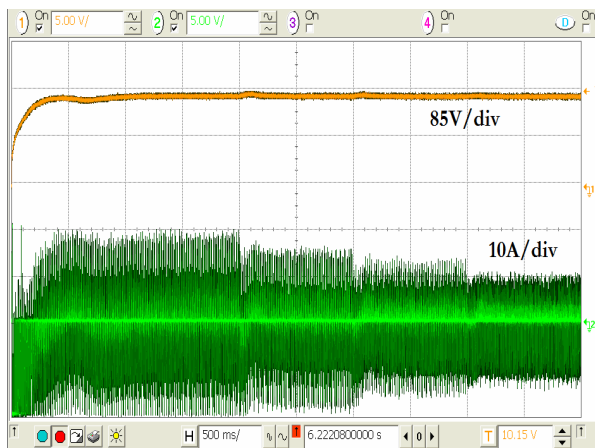


Fig. III.106. La tension U_{dc} et le courant I_{dc} Idc.

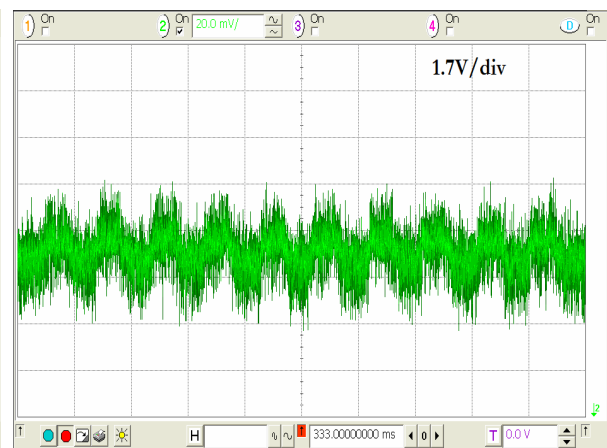


Fig. III.107. Comportement de la tension U_{dc} au régime permanent.

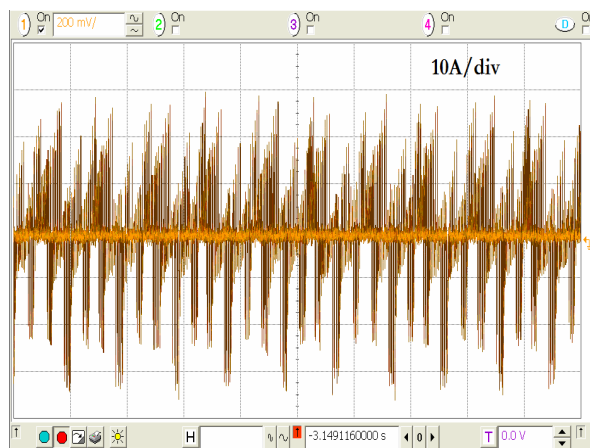


Fig. III.108. Comportement du courant I_{dc} au régime permanent.

III.9 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons présenté le filtre actif parallèle à quatre bras qui assure la compensation du filtre actif parallèle et la compensation du courant circulant dans le neutre côté source. Ce dernier est apparu avec l'existence des différentes perturbations à savoir :

- Les composantes harmoniques de même fréquence générée par la charge;
- Les courants déséquilibrés qui sont dus au déséquilibre dans la charge;
- Le déséquilibre dans le courant dû au déséquilibre du réseau.

Ainsi, on a démontré que le filtre actif parallèle à quatre bras injecte dans le réseau au PCC les différents courants compensateurs à savoir:

- Les courants harmoniques de la charge en opposition de phase ;
- Les courants réactifs ;
- La composante homopolaire et inverse des courants de la charge ;
- Le courant du neutre en opposition de phase.

La méthode d'identification des courants de référence utilisée pour assurer la bonne compensation est basée sur la théorie p.q. en utilisant un circuit PLL, en effectuant certaines améliorations pour répondre aux recommandations de compensation du courant du neutre.

Aussi, on a proposé un nouvel algorithme SVM-PWM tridimensionnel pour la commande de l'onduleur à quatre bras utilisé dans le filtre actif parallèle en se basant sur la représentation vectorielle du vecteur de tension et la détection de sa position dans l'espace. De plus, le calcul des temps d'application de chacun des vecteurs actifs sont déduits de la même manière que la modulation SVM-PWM bidimensionnelle.

Pour lever le voile sur les différentes composantes de la puissance instantanée, une représentation détaillée de la puissance active instantanée, de la puissance réactive imaginaire instantanée et de la puissance homopolaire instantanée est exposée dans ce chapitre.

Finalement, afin de valider par l'expérimentation de l'algorithme d'identification utilisé et aussi des différents résultats de simulation obtenus pour la commande du filtre à quatre bras, une validation expérimentale en temps réel a été achevée au laboratoire d'électronique de puissance (Université de Texas A & M à Doha/Qatar). Les résultats obtenus prouvent clairement l'efficacité du compensateur utilisé et sa commande en termes d'identification des perturbations, et de compensation des différentes perturbations en courant. On peut dire que nous avons atteint les objectifs que nous nous sommes fixés dans ce chapitre.

CHAPITRE IV

COMPENSATION DES PERTURBATIONS DES TENSIONS PAR LE FILTRE ACTIF SERIE

CHAPITRE IV

Compensation des perturbations des tensions par le filtre actif série

IV.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de contribuer à l'amélioration des performances de compensation des perturbations en tension existant dans la source d'énergie électrique ou dans le réseau d'alimentation. Cet objectif est assuré à partir d'une structure de filtre actif série.

IV.2 Structure générale du filtre actif série

Le filtre actif série est une solution pour protéger les différentes charges sensibles des perturbations de tension du réseau électrique, tels que le déséquilibre, les creux de tension et les harmoniques causées par la déformation de l'onde de tension [77], [277-289]. D'autre part, le filtre actif série empêche les courants harmoniques de s'écouler vers la source. Il s'insère en série entre le réseau perturbé et la charge à protéger par l'intermédiaire d'un transformateur d'injection de tension. On trouve actuellement plusieurs structures de filtre actif série [288],[290]. La structure la plus utilisée est présentée sur la figure (Fig. IV.1). Cette structure est composée d'une partie puissance et d'une partie contrôle-commande.

IV.2.1 Partie puissance

La partie puissance est constituée d'un onduleur de tension triphasé à commande MLI, d'éléments de stockage d'énergie avec un système d'alimentation *DC*, d'un filtre de sortie de deuxième ordre, et de trois transformateurs monophasés d'injection de tension.

IV.2.1.1 Onduleur de tension (VSI)

Comme nous l'avons déjà expliqué dans le Chapitre II, l'onduleur de tension fournit à sa sortie une tension en créneau suivant la référence identifiée par la stratégie de commande. Dans le cas du filtre actif série la source de la tension du côté continu doit être rechargée en permanence par une source autonome. Il n'y a pas d'écoulement de puissance du réseau vers le côté continu comme le cas du filtre actif parallèle. La liaison DC – AC de l'onduleur exige de respecter certaines règles de fonctionnement [1],[80],[145] :

- la source de tension aux bornes de l'onduleur ne doit jamais être court-circuitée, les deux interrupteurs d'un même bras doivent donc avoir deux commandes complémentaires,
- la source de courant côté alternatif ne doit jamais être en circuit ouvert, le courant circulant doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en antiparallèle des diodes avec les interrupteurs.

L'onduleur de tension utilisé se compose de six interrupteurs repartis, d'une façon symétrique, sur trois bras à interrupteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, GTO,IGCT) avec des diodes en antiparallèle (Fig. IV.2).

IV.2.1.2 Elément de stockage de l'énergie DC

L'élément de stockage d'énergie le plus utilisé du côté continu du filtre actif série est le système de stockage à deux condensateurs avec un point milieu (C_{dc1}, C_{dc2}) (Split capacitor). Ces deux parties du condensateur sont complémentaires de telle sorte que la tension mesurée aux bornes du système présente une fluctuation minimale. D'autre part, le point milieu est connecté au point commun des trois transformateurs d'injection, ce qui permet d'avoir trois phases indépendantes du filtre actif série fonctionnant comme un demi-pont.

Pour avoir une tension stable et maximale en amplitude à la sortie de l'onduleur, il faut que les deux tensions continues aux bornes de chaque condensateur $V_{dc}/2$ soient maintenues dans une plage bien spécifiée autour d'une valeur de référence. Pour cela plusieurs solutions sont envisageables :

- une alimentation *DC* à partir d'un redresseur à diodes, triphasé ou monophasé alimenté par le réseau électrique [1],[145],[80],[290] où chaque condensateur aura la valeur crête de la tension simple du réseau. Ce montage nécessite des valeurs élevées des capacités de stockage pour éviter toutes perturbations éventuelles dans le réseau, tout en restant limité par les contraintes du courant dans les éléments de puissance du redresseur.
- une alimentation *DC* indépendante à partir des accumulateurs d'énergie qui sont utilisés pour alimenter les condensateurs de stockage d'énergie [289],[145]. Cette solution nécessite une batterie d'accumulation de forte énergie. L'inconvénient majeur de ce système est l'instabilité de la tension à cause de la décharge de ce dernier.
- Une alimentation à partir d'une source d'énergie renouvelable telle que les cellules solaires et les générateurs éoliens.

Afin d'assurer une bonne compensation de tout type des creux de tension de profondeur $x\%$ et de durée t , le filtre actif série doit fournir, à travers ces condensateurs de stockage, l'énergie donnée par l'expression suivante [289], [145] :

$$\Delta W = \frac{i \cdot P}{3} \cdot \frac{x}{100} \cdot \Delta t \quad (\text{IV.1})$$

avec P , la puissance active de la charge à protéger et i le nombre des phases perturbées.

La variation d'énergie dans un condensateur pendant la compensation du creux de tension est égale à :

$$\frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot (V_{dc0}^2 - V_{dcf}^2) \quad (\text{IV.2})$$

La chute de tension aux bornes de chaque condensateur pendant la période de décharge est :

$$\Delta V_{dc} = V_{dc0} - V_{dcf} \quad (IV.3)$$

Cette chute de tension, nous permet de dimensionner la valeur de la capacité. 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) [289], [145].

IV.2.1.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie du filtre actif série est un filtre passif du deuxième ordre comme le montre la (Fig. IV.2), Ce filtre avec les éléments du transformateur d'injection constitue un filtre passif du troisième ordre comme dans le cas du filtre de sortie du filtre actif parallèle.

La fonction de transfert de la phase a sans tenir compte des éléments du transformateur est donnée par :

$$G_a(s) = \frac{b_1s + b_0}{a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (IV.4)$$

avec :

$$\begin{aligned} b_0 &= 1 ; & b_1 &= 0 ; & a_0 &= 1 ; \\ a_1 &= R_f \cdot L_f ; & a_2 &= L_f \cdot C_f ; \end{aligned}$$

La fonction du transfert due aux perturbations est donnée par :

$$G_{ap}(s) = \frac{b_{11}s + b_{10}}{a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (IV.5)$$

avec :

$$b_{11} = L_f ; \quad b_{10} = R_f$$

tel que :

$$V_{inja}(s) = G_a(s)V_{sf} + G_{ap}(s)I_{Lf} \quad (IV.6)$$

L'ensemble onduleur et filtre de sortie se comportent comme une source de tension. Le filtre de sortie sert d'une part à atténuer les composantes dues aux commutations de l'onduleur, d'autre part à connecter le filtre actif au réseau électrique.

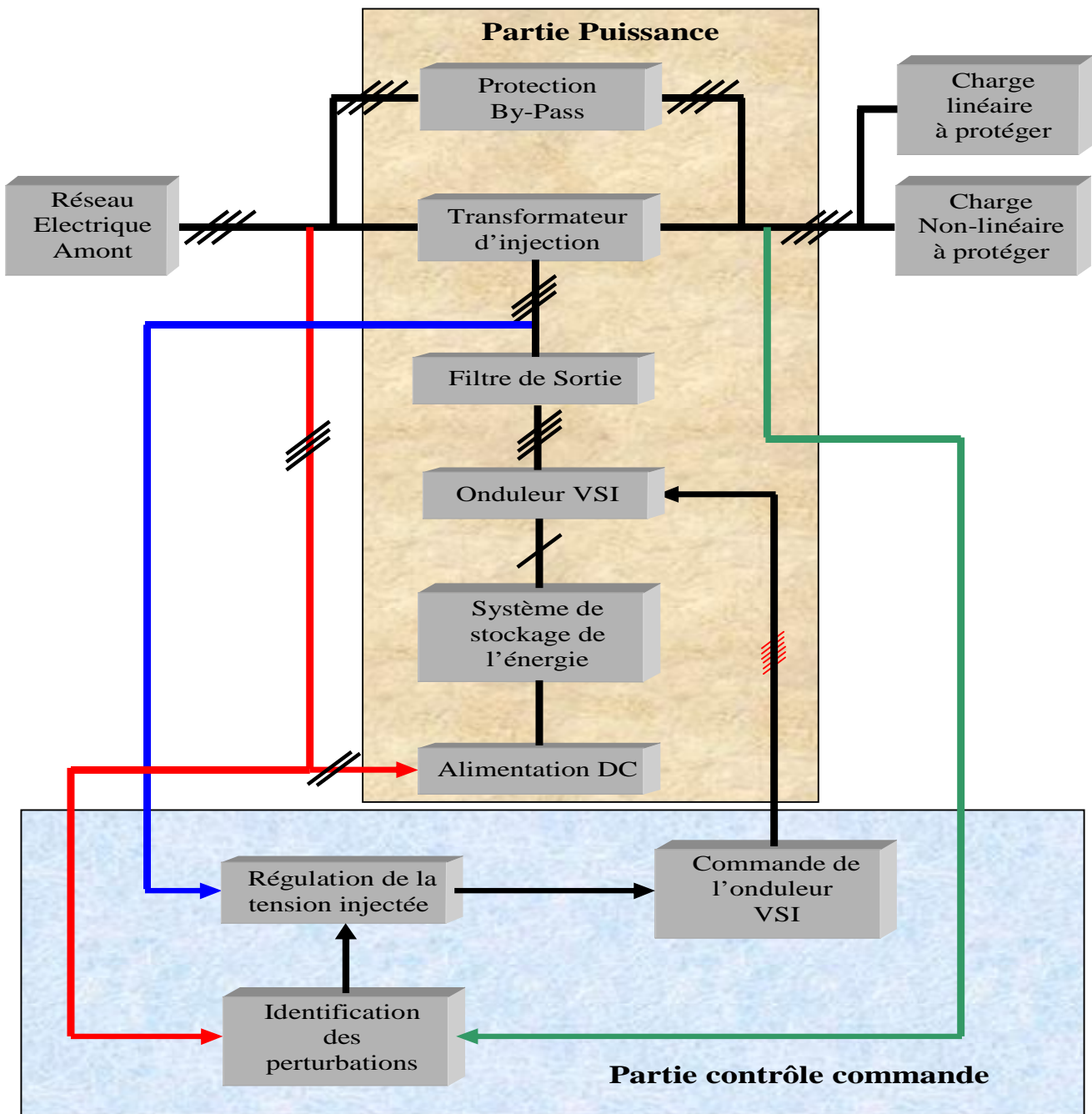


Fig. IV.1. Structure générale du filtre actif série

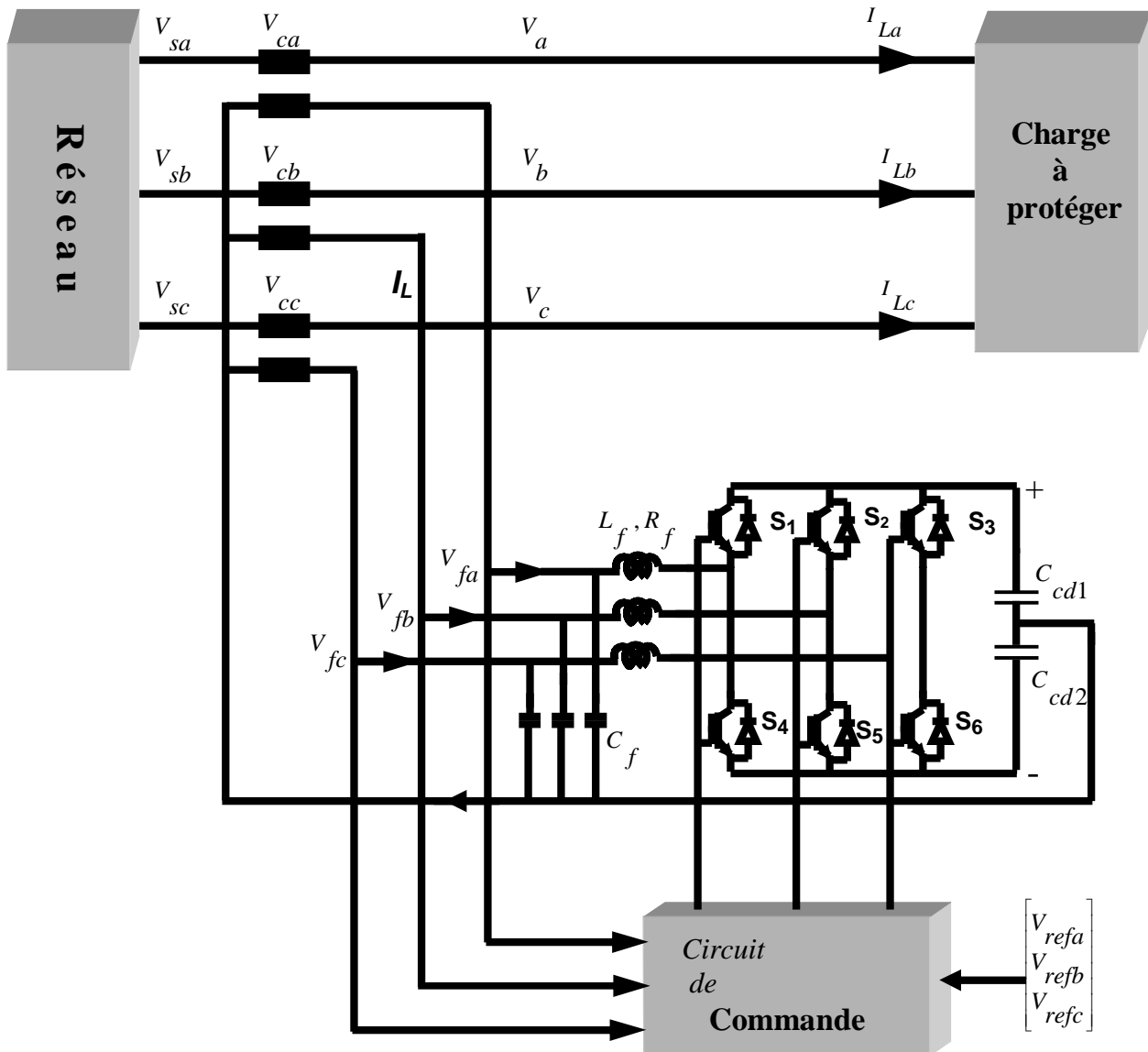


Fig. IV.2. Partie puissance du filtre actif série.

IV.2.1.4 Transformateur d'injection

Les transformateurs d'injection de tension permettent d'injecter en série avec le réseau électrique et avec un taux de transformation souhaité la tension produite par l'onduleur, comme le montre la (Fig. IV.2). Ces transformateurs permettent aussi d'isoler la source (réseau électrique en avant) du courant pollué venant de la charge non linéaire. Grâce aux caractéristiques magnétiques de saturation, ces transformateurs contribuent à la protection du filtre actif série contre les défauts côté charge. Pour les courants de court-circuit en aval côté charge on prévoit un système by-pass, constitué par une impédance variable, par deux thyristors en antiparallèle en série avec une petite résistance, et par des transformateurs à circuit magnétique saturable.

Les inconvénients d'utilisation de ces transformateurs sont leurs coûts élevés et la chute de tension occasionnée par leurs inductances de fuite. Pour surmonter ce problème on peut utiliser

trois onduleurs de tension monophasés avec trois sources continues indépendantes. Cette solution sert à augmenter l'énergie nécessaire pour compenser les mêmes creux de tension.

IV.2.2 La partie contrôle-commande

Cette partie comporte l'identification des tensions perturbatrices, la régulation des tensions injectées et la commande des interrupteurs de l'onduleur, souvent en MLI, comme le montre la (Fig. IV.1).

IV.2.2.1 Commande de l'onduleur

L'onduleur de tension est commandé en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Le signal d'entrée $V_{entrée}$ (modulatrice) est comparé avec un signal triangulaire V_p , porteuse, à une fréquence déterminée fixant la fréquence de commutation de l'onduleur, comme le montre la (Fig.IV.3).

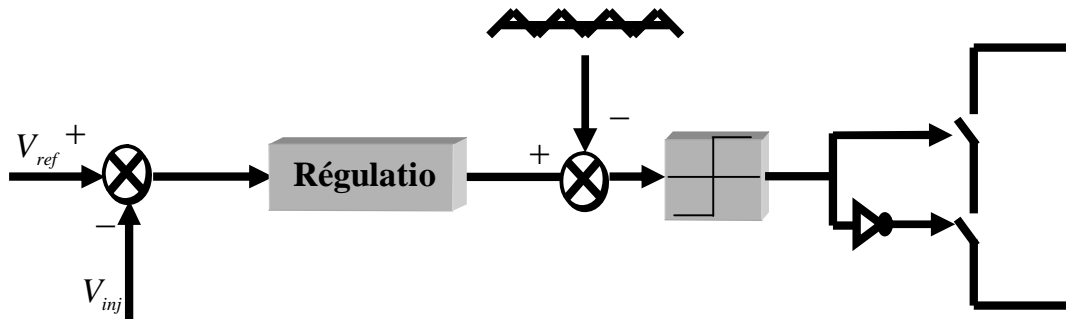


Fig IV.3. Principe de la commande MLI.

IV.2.2.2 Identification des perturbations

La méthode d'identification sert à calculer les tensions perturbatrices qui sont injectées par l'onduleur, en opposition de phase, pour dépolluer la tension aux bornes de la charge à protéger. Ces tensions perturbatrices représentent les tensions déséquilibrées et harmoniques, et les creux de tension. Plusieurs méthodes d'identification ont déjà été proposées dans la littérature. La plupart des méthodes sont basées sur le calcul des composantes symétriques dans le repère de Park (d,q), nécessitant une bonne connaissance du réseau électrique en présence d'harmoniques de tension [83],[86],[146],[291-292].

De plus, la complexité de ces calculs rend plus difficile leur implantation. C'est pour ces raisons que nous proposons une méthode d'identification des tensions perturbatrices basée sur l'utilisation du système à base de PLL « Boucle à verrouillage de phase » déjà utilisé dans la section (II.5.2) pour la compensation des courants pollués générés par une charge non linéaire.

IV.2.2.3 Régulation des tensions injectées

Après avoir identifié les tensions perturbatrices et afin d'assurer une injection rapide, précise et robuste de ces tensions, plusieurs méthodes de régulation de la tension de sortie de l'onduleur ont été proposées dans la littérature.

La modulation MLI en tension doit permettre au filtre actif série de générer une tension non sinusoïdale, selon les références V_{refa} , V_{refb} et V_{refc} , qui puissent varier largement en fréquence et en

amplitude. La technique conventionnelle PWM – sinusoïdal peut être insuffisante à cause de l'atténuation inhérente d'amplitude [4-7], en plus, le filtre de sortie du filtre actif série dans le côté AC du convertisseur provoque un déplacement de phase dans les tensions de compensation V_{fa} , V_{fb} et V_{fc} . Pour cela, on utilise une boucle de régulation avec chaîne de retour, en utilisant les valeurs actuelles V_{fa} , V_{fb} et V_{fc} pour minimiser la déviation entre les valeurs de référence et les valeurs actuelles selon la Fig IV.4:

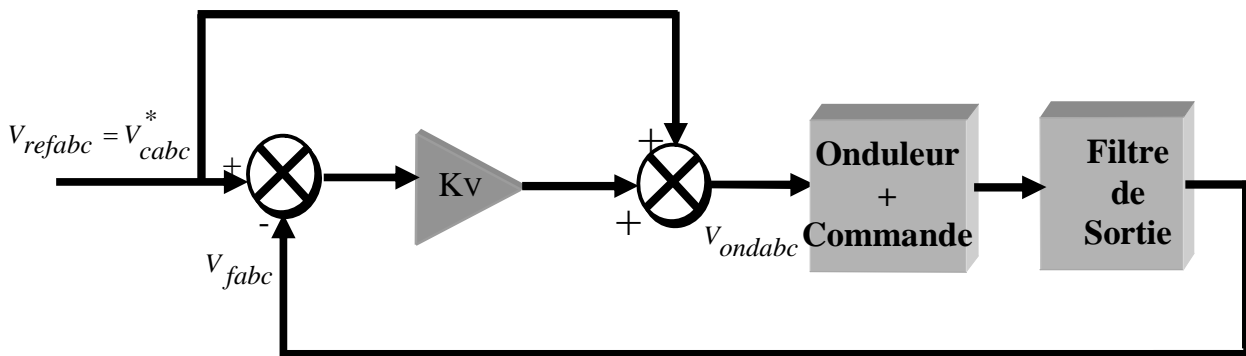


Fig. IV.4. Boucle de régulation de la tension injectée.

Le gain K_v multiplie l'erreur entre la référence et la valeur actuelle, on le prend le plus grand possible, avec la considération que les nouvelles valeurs de référence données par la commande PWM – sinusoïdale sont calculées par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} V_{onda} &= V_{ca}^* + K_v \cdot (V_{ca}^* - V_{fa}) \\ V_{ondb} &= V_{cb}^* + K_v \cdot (V_{cb}^* - V_{fb}) \\ V_{ondc} &= V_{cc}^* + K_v \cdot (V_{cc}^* - V_{fc}) \end{aligned} \quad (IV.7)$$

Cette valeur ne doit pas dépasser l'amplitude de l'onde triangulaire de la porteuse (Fig.IV.3).

IV.3 Compensation des perturbations de tension par le filtre actif série

IV.3.1 Principe de compensation du FAS

L'objectif principal du filtre actif série proposé est la compensation des harmoniques et des déséquilibres existant dans la tension du réseau et aussi la compensation de toutes les anomalies dans chaque phase de la tension du réseau. Les tensions conventionnelles de la figure (Fig.IV.2) permettent d'écrire la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Où dans le cas général :

$$V_i = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} k_i V_m \sin(\omega_n t + \varphi_{kn}) \quad i = a, b, c \quad (IV.9)$$

Les composantes de la tension qui ne correspondent pas à la composante fondamentale de la séquence positive et qui doivent être compensées peuvent être calculées par :

$$\begin{bmatrix} V_{ca}^* \\ V_{cb}^* \\ V_{cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{saf+} \\ V_{sbf+} \\ V_{scf+} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

V_{saf+} , V_{sbf+} et V_{scf+} sont les valeurs instantanées du fondamental de la composante directe des tensions V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} , ces tensions peuvent être obtenues à l'aide d'un circuit PLL.

Il est à noter que par cette approche, V_{ca}^* , V_{cb}^* et V_{cc}^* sont utilisées comme des tensions de référence. Le filtre actif série ne compense pas la puissance réactive (\bar{q}) due à la composante fondamentale, et ainsi pour obtenir la compensation de cette composante, les tensions V_{saf+} , V_{sbf+} et V_{scf+} doivent être décomposées en composantes actives et réactives et ces dernières sont alors ajoutées aux tensions V_{ca}^* , V_{cb}^* et V_{cc}^* .

IV.3.2 La stratégie de commande du filtre actif série

On peut mettre en application un algorithme de commande très intéressant pour l'atténuation du phénomène de résonance et l'assurance de la stabilité du système représentant le filtre actif série. L'idée de base consiste en l'addition d'une résistance série pour les courants harmoniques qui s'écoulent de la source vers la charge sans affecter le courant fondamental qui circule dans le filtre actif série [77],[289].

Une caractéristique nécessaire et importante de cet algorithme de contrôle est la nécessité d'une source d'énergie dans la partie DC du FAS pour qu'il puisse se comporter comme une résistance harmonique série. Cet inconvénient est automatiquement résolu si on utilise un système combiné d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle. Le filtre actif parallèle sert à maintenir la tension aux bornes de la partie DC autour d'une valeur de référence, en absorbant du réseau l'énergie nécessaire. Dans cet algorithme les courants de ligne I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} à travers le filtre actif série sont mesurés, puis ces composantes harmoniques I_{ha} , I_{hb} et I_{hc} sont calculées (Fig.IV.5). On utilise un circuit PLL pour extraire la composante fondamentale de la séquence positive, qui sera utilisée dans la suite du calcul de cet algorithme. Les tension et les courants sont transformés en

$V_{s\alpha+}$, $V_{s\beta+}$, $I_{s\alpha+}$ et $I_{s\beta+}$, si le système des courants n'est pas équilibré on aura aussi la composante I_{s0} .

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

Les composantes p_h et q_h :

$$\begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{cf+} & V_{\beta f+} \\ -V_{\beta f+} & V_{cf+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

tel que :

$$\begin{cases} p_h = \bar{p}_h + \tilde{p}_h \\ q_h = \bar{q}_h + \tilde{q}_h \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

On a déjà expliqué ces termes des puissances dans le cas du régime non sinusoïdal (II.3). On peut extraire les composantes oscillantes p_h et q_h par l'utilisation d'un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure aussi basse que possible afin que \tilde{p}_h et \tilde{q}_h contiennent toutes les harmoniques. Pour le déséquilibre en courant due à la composante fondamentale de la séquence négative (I_{sf-}), on utilise un filtre passe-bas de Butterworth de 4^{ème} ordre avec une fréquence de coupure égale à 50 Hz. Après filtrage on calcule les composantes $I_{h\alpha}$ et $I_{h\beta}$ par :

$$\begin{bmatrix} I_{h\alpha} \\ I_{h\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{V_{cf+}^2 + V_{\beta f+}^2}} \begin{bmatrix} V_{cf+} & -V_{\beta f+} \\ V_{\beta f+} & V_{cf+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_h \\ -\tilde{q}_h \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

D'où les courants de référence :

$$\begin{bmatrix} I_{ha} \\ I_{hb} \\ I_{hc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_{h0} \\ I_{h\alpha} \\ I_{h\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Ces courants sont multipliés par un coefficient K_r représentant la résistance harmonique série fictive, pour produire les tensions de références V_{ha} , V_{hb} et V_{hc} :

$$\begin{bmatrix} V_{ha} \\ V_{hb} \\ V_{hc} \end{bmatrix} = K_r \begin{bmatrix} I_{ha} \\ I_{hb} \\ I_{hc} \end{bmatrix} \quad (IV.16)$$

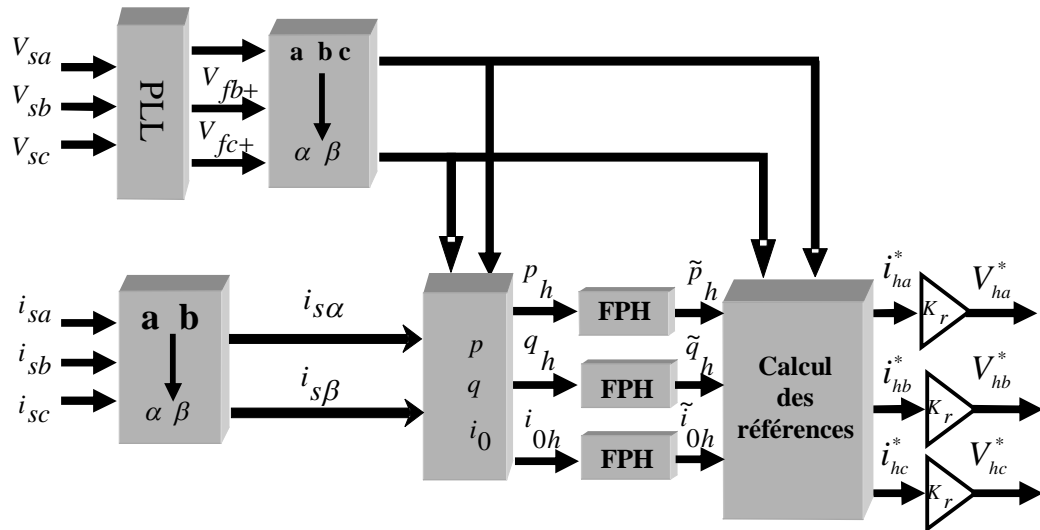


Fig. IV.5. Schéma block de la compensation des courants harmoniques générés par la charge.

Les tensions obtenues V_{ha} , V_{hb} et V_{hc} sont ajoutées aux tensions V_{ca}^* , V_{cb}^* et V_{cc}^* pour former les tensions de compensation.

$$\begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ca}^* \\ V_{cb}^* \\ V_{cc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ha} \\ V_{hb} \\ V_{hc} \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

Les nouvelles tensions de référence dans (IV.17) forcent le filtre actif série de compenser tous les harmoniques et les déséquilibres de tension qui se trouvent dans les tensions V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} .

Pour avoir une compensation complète des tensions, on doit ajouter une composante directe afin que les tensions appliquées aux bornes de la charge après compensation soient égales aux tensions normalisées. Cette composante est une tension de réglage calculée de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{rega} \\ V_{regb} \\ V_{regc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{norma} \\ V_{normb} \\ V_{normc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fa+} \\ V_{fb+} \\ V_{fc+} \end{bmatrix} \quad (IV.18)$$

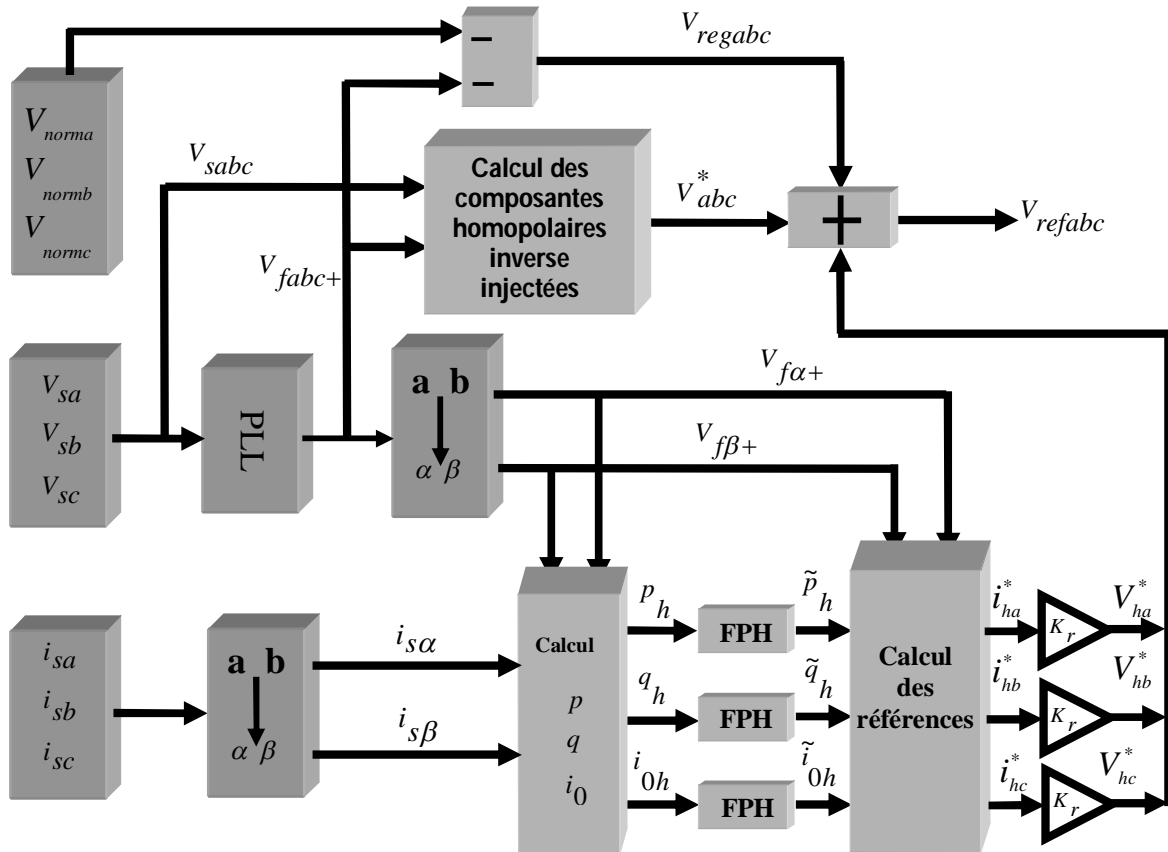


Fig. IV.6. Compensation des perturbations en tensions et courants sur la tension au PCC.

IV.4 Puissance apparente du filtre actif série

Le filtre actif série (FAS) doit injecter des composantes des tensions selon les tension de compensation de référence dans les trois phases de tel sort que la charge est alimentée par un système des tensions équilibrées selon les recommandations tenues par les consommateurs et les fabricants des équipements électriques [293-301]. Ces tensions de référence sont déduites de la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{0ref} \\ V_{+ref} \\ V_{-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_0 \\ \Delta V_+ \\ -V_- \end{bmatrix} \quad (IV.19)$$

Ce qui conduit à l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{0ref} \\ V_{+ref} \\ V_{-ref} \end{bmatrix} \quad (IV.20)$$

Pour la compensation unique des composantes inverse et homopolaire on aura:

$$\begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1+a^2 & 1+a \\ 1+a & 2 & 1+a^2 \\ 1+a^2 & 1+a & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (IV.21)$$

IV.4.1 Calcul du rapport de la puissance apparente du filtre actif série

L'évaluation précise de la puissance apparente du FAS permet d'avoir un bon dimensionnement. Les erreurs commises sur l'évaluation de cette puissance conduit à un sur/sous dimensionnement, ce qui rend l'utilisation du FAS pour les clients soit plus chère et soit incompatible avec le type de compensation pour la quelle il est conçu. En effet, le calcul de la puissance apparente, avant ces dernières années n'était pas évident et ses formules ne sont pas correctes dans le cas des systèmes de tensions déséquilibrés et pollués. De ce fait, de nombreux groupes de chercheurs proposent de nouvelles définitions qui ont été fondées sur les définitions proposées entre 1920 et 1933. Ces définitions peuvent être classées suivant trois approches principales [293-301].

La puissance apparente du filtre actif série est composée de quatre puissances apparentes :

- Puissance apparente de la composante directe,
- Puissance apparente de la composante inverse,
- Puissance apparente de la composante homopolaire V_0
- Puissance apparente des harmoniques de la charge :

$$S_{fh} = K_r (V_{ha} + V_{hb} + V_{hc}) I_L = K_r V_h I_L \quad (IV.22)$$

En pratique, la puissance apparente des harmoniques de la charge n'est pas tenue compte.

IV.4.1.1 L'approche du groupe IEEE

La puissance apparente réelle est égale à la puissance effective déjà exposée S_e , elle est présentée par l'expression suivante:

$$S_e = 3V_e I_e \quad (IV.23)$$

Cette définition suppose un circuit virtuel équilibré qui a exactement les mêmes pertes de puissance que les pertes du circuit réel déséquilibré [294-301] où I_e et V_e sont donnés par les expressions suivantes:

$$I_e = \sqrt{I_+^2 + I_-^2 + 4I_0^2} \quad (IV.24)$$

$$V_e = \sqrt{V_+^2 + V_-^2 + \frac{1}{2} \cdot V_0^2} \quad (\text{IV.25})$$

Si le courant de la charge est équilibré, alors on aura la simplification suivante:

$$I_e = I_+ \quad (\text{IV.26})$$

IV.4.1.2 L'approche Européenne

Cette définition est basée sur les premiers travaux de Buchholz qui ont été développés à la fin du dernier siècle par Depenbrock [298], le conducteur neutre est considéré comme une quatrième phase. Le courant équivalent selon cette approche est exprimé comme suit:

$$I_{eT} = \sqrt{I_+^2 + I_-^2 + 4I_0^2} \quad (\text{IV.27})$$

Ainsi, que la tension équivalente:

$$V_{eT} = \sqrt{V_+^2 + V_-^2 + \frac{1}{4} \cdot V_0^2} \quad (\text{IV.28})$$

Dans cette approche [298], les résistances de ligne des quatre conducteurs sont supposées égales. De l'autre côté, les charges équivalentes dans chaque phase sont considérées égales aux résistances équivalentes, cette résistance est donnée par l'expression suivante:

$$\lambda = \frac{V_{eT}}{I_{eT}} \quad (\text{IV.29})$$

La puissance apparente équivalente peut être écrite de la manière suivante:

$$S_{eT} = 3V_{eT}I_{eT} \quad (\text{IV.30})$$

Il est important de préciser que les courants équivalents dans les deux approches (IEEE et européenne) ont les mêmes valeurs:

$$I_e = I_{eT} \quad (\text{IV.31})$$

La comparaison entre les deux tensions équivalentes ou effectives présentées dans (IV.25) et (IV.28) selon les deux définitions conduite à l'expression suivante:

$$V_{eT}^2 = V_e^2 - \left(\frac{V_0}{2}\right)^2 \quad (\text{IV.32})$$

Ainsi à partir des équations (IV.23) et (IV.30), la relation entre les puissances apparentes peut être écrite comme suit:

$$S_{eT}^2 = S_e^2 - S_\Delta^2 \quad (\text{IV.33})$$

avec:

$$S_\Delta = \frac{3}{4}V_0I_e \quad (\text{IV.34})$$

Comme le courant équivalent est le même pour les deux approches, on peut conclure que la puissance apparente évaluée S_Δ est dépendante de la séquence zéro du système des tensions déséquilibrées. Par conséquent, si la séquence zéro est nulle il n'y aura pas de différence entre les deux puissances apparentes évaluées et celles pouvant être utilisées pour la conception du FAS.

IV.4.1.3 L'approche théorique

Cette approche qui est basée sur des expressions mathématiques, a été présentée récemment par J. Willems et all [33]. Ces auteurs ont supposé que le système triphasé des tensions a des résistances égales et le neutre a une résistance différente et est définie par l'expression suivante [143], [300]:

$$r_n = \rho \cdot r_s \quad (IV.35)$$

avec:

$$r_s = r_a = r_b = r_c$$

Le courant et la tension équivalents peuvent être écrits selon les expressions suivantes [32-34]:

$$I_{eTh} = \sqrt{I_+^2 + I_-^2 + (1+3 \cdot \rho) \cdot I_0^2} \quad (IV.36)$$

$$V_{eTh} = \sqrt{V_+^2 + V_-^2 + \frac{1}{1+3 \cdot \rho} \cdot V_0^2} \quad (IV.37)$$

La relation entre la tension équivalente de l'approche théorique présentée dans (IV.37) et la tension équivalente de l'approche présentée par le groupe IEEE (IV.25) conduit à l'expression suivante:

$$V_{eTh}^2 = V_e^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{1-3 \cdot \rho}{1+3 \cdot \rho} \cdot V_0^2 \quad (IV.38)$$

D'autre part, la relation entre les tensions équivalentes présentées dans (IV.37) et (IV.32) est exprimée comme suit:

$$V_{eTh}^2 = V_{eT}^2 + \frac{3}{4} \cdot \frac{1-\rho}{1+3\rho} \cdot V_0^2 \quad (IV.39)$$

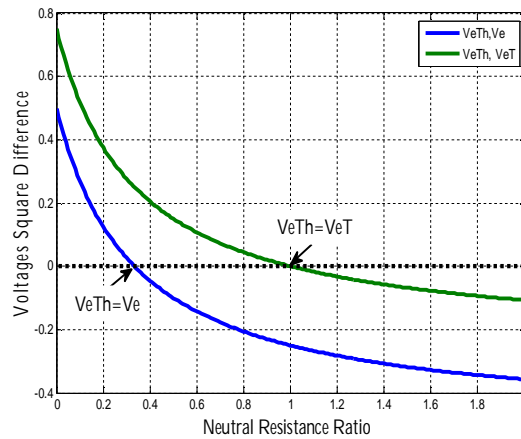


Fig. IV.7. La différence entre les carrés des tensions en fonction du rapport de la résistance du neutre.

En utilisant les équations (IV.24), (IV.27) et (IV.36) les relations entre les courants peuvent être obtenues:

$$I_{eTh}^2 = I_e^2 + 3(\rho-1) \cdot I_0^2 \quad (IV.40)$$

$$I_{eTh}^2 = I_{eT}^2 + 3(\rho-1) \cdot I_0^2 \quad (IV.41)$$

La puissance apparente selon cette approche est:

$$S_{eTh} = 3 \cdot V_{eTh} \cdot I_{eTh} \quad (IV.42)$$

De la dernière expression, il est évident que pour $\rho = 1$, les tensions équivalentes et les courants équivalents de l'approche 2 et 3 sont les mêmes. De (IV.23) et (IV.42) la relation entre les deux puissances apparentes S_e et S_{eTh} peut être exprimée comme suit:

$$S_{eTh}^2 = S_e^2 + S_{\Delta} \quad (IV.43)$$

avec:

$$S_{\Delta} = S_{\Delta 1} + S_{\Delta 2} + S_{\Delta 3} \quad (IV.44)$$

$$S_{\Delta 1} = \frac{9}{2} \cdot \frac{1-3 \cdot \rho}{1+3 \cdot \rho} \cdot V_0^2 I_e^2 \quad (IV.45)$$

$$S_{\Delta 2} = 27 \cdot (\rho - 1) \cdot V_e^2 I_0^2 \quad (IV.46)$$

$$S_{\Delta 3} = \frac{27}{2} \cdot \frac{(\rho - 1) \cdot (1 - 3 \cdot \rho)}{1 + 3\rho} \cdot V_0^2 I_0^2 \quad (IV.47)$$

La relation entre les puissances apparentes de l'approche théorique et l'approche européenne peut être présentée par l'expression suivante:

$$S_{eTh}^2 = S_{eT}^2 + S_{\Delta T} \quad (IV.48)$$

avec:

$$S_{\Delta T} = S_{\Delta T 1} + S_{\Delta T 2} + S_{\Delta T 3} \quad (IV.49)$$

$$S_{\Delta T 1} = \frac{27}{2} \cdot \frac{1-\rho}{1+3 \cdot \rho} \cdot V_0^2 I_{eT}^2 \quad (IV.50)$$

$$S_{\Delta T 2} = 27 \cdot (\rho - 1) \cdot V_{eT}^2 I_0^2 \quad (IV.51)$$

$$S_{\Delta T 3} = -\frac{81}{4} \cdot \frac{(\rho - 1)^2}{1 + 3\rho} \cdot V_0^2 I_0^2 \quad (IV.52)$$

La puissance apparente selon cette approche dépend de la valeur de ρ qui est très difficile à évaluer, elle dépend directement de la résistance du neutre, qui dépend elle-même des nombreuses variables aléatoires, telles que la température, la qualité du sol, la qualité des matériaux conducteurs, la structure des circuits, l'isolant des fils et ainsi de suite.

Ces trois approches sont les plus précises pour l'évaluation de la puissance apparente, il est à noter ici que la différence constatée entre ces puissances apparentes dépend directement de la séquence zéro. Dans le cas où cette séquence est nulle, les trois approches donnent la même évaluation de la puissance apparente. Cela signifie que si le FAS est utilisé pour la compensation dans un système de tension sans neutre (à trois fils), la séquence zéro est omise, par conséquent, les trois approches peuvent être utilisées pour le dimensionnement du FAS. D'autre part, la fonction de compensation du FAS peut être assurée si la séquence négative et la séquence zéro sont correctement injectées via les transformateurs d'injection. Dans ce cas, le système des tensions appliqué à la charge après le point d'insertion du FAS est supposé équilibré. Le courant absorbé par la charge est le même courant qui circule dans le secondaire du transformateur d'injection, par conséquent le courant équivalent de la charge et le courant équivalent injecté par le transformateur du FAPS sont les mêmes. Alors, les expressions suivantes peuvent être écrites:

- pour le FAS

$$S_{ef} = 3V_{ef} I_e \quad (IV.53)$$

- pour la charge

$$S_{eL} = 3V_{eL}I_e = 3VI_e \quad (IV.54)$$

V est l'amplitude du système des tensions recommandée. La capacité de compensation peut être évaluée par le calcul du rapport de puissances apparentes.

$$R = \frac{S_{ef}}{S_{eL}} = \frac{V_{ef}}{V} \quad (IV.55)$$

Selon les trois approches présentées, le rapport de puissance peut être calculé afin d'identifier l'effet de la séquence zéro de la tension. Dans le cas général, les séquences positive, négative et zéro peuvent être exprimées sous la forme complexe suivante:

$$V_0^* = \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [k_a e^{j\gamma_a} + a^2 k_b e^{j\gamma_b} + a k_c e^{j\gamma_c}] \cdot e^{j\omega t} \quad (IV.56)$$

$$V_+^* = \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [k_a e^{j\gamma_a} + k_b e^{j\gamma_b} + k_c e^{j\gamma_c}] \cdot e^{j\omega t} \quad (IV.57)$$

$$V_-^* = \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [k_a e^{j\gamma_a} + a k_b e^{j\gamma_b} + a^2 k_c e^{j\gamma_c}] \cdot e^{j\omega t} \quad (IV.58)$$

Où V_+ , V_- et V_0 représentent les amplitudes des composantes citées dans (IV.56), (IV.57) et (IV.58) respectivement. Le FAS produit ces trois composantes pour atteindre l'objectif principal de compensation.

Les composantes produites par le filtre peuvent être exprimées de la manière suivante:

$$\begin{aligned} V_{0f} &= V_0 \\ \Delta V_{+f} &= \vec{V} - \vec{V}_+ \\ V_{-f} &= V_- \end{aligned} \quad (IV.59)$$

En utilisant (IV.53), (IV.54) et (IV.55), le rapport de la puissance apparente du FAS selon les trois approches peut être évalué. Il est important de noter que le FAS est dimensionné pour produire uniquement une portion de la puissance apparente de la charge, par conséquent ce rapport doit être optimisé sous les contraintes techniques et économiques.

1- L'approche IEEE:

De (IV.25) et (IV.59) la tension équivalente produite par le FAS est :

$$V_{ef} = \sqrt{\Delta V_{+f}^2 + V_{-f}^2 + \frac{1}{2} \cdot V_{0f}^2} \quad (IV.60)$$

d'où:

$$R_1 = \frac{S_{ef}}{S_{el}} = \sqrt{\left(1 - \frac{V_+}{V}\right)^2 + \left(\frac{V_-}{V}\right)^2 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_0}{V}\right)^2} \quad (IV.61)$$

2- L'approche Européenne :

De (IV.28) et (IV.59), la tension équivalente produite par le FAS est:

$$V_{ef} = \sqrt{\Delta V_{+f}^2 + V_{-f}^2 + \frac{1}{4} \cdot V_{0f}^2} \quad (IV.62)$$

d'où:

$$R_2 = \frac{S_{ef}}{S_{el}} = \sqrt{\left(1 - \frac{V_+}{V}\right)^2 + \left(\frac{V_-}{V}\right)^2 + \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{V_0}{V}\right)^2} \quad (\text{IV.63})$$

3- L'approche théorique:

De (IV.37) et (IV.59) la tension équivalente produite par le FAS est:

$$V_{ef} = \sqrt{\Delta V_{+f}^2 + V_{-f}^2 + \frac{1}{1+3\rho} \cdot V_{0f}^2} \quad (\text{IV.64})$$

d'où:

$$R_3 = \frac{S_{ef}}{S_{el}} = \sqrt{\left(1 - \frac{V_+}{V}\right)^2 + \left(\frac{V_-}{V}\right)^2 + \frac{1}{1+3 \cdot \rho} \cdot \left(\frac{V_0}{V}\right)^2} \quad (\text{IV.65})$$

Tous les rapports obtenus à partir de ces trois approches sont en fonction du rapport suivant :

$$\alpha_0 = \frac{V_0}{V} \quad (\text{IV.66})$$

Il est à noter ici qu'avec des valeurs négligées de α_0 , le rapport de la puissance apparente sera le même pour les trois approches.

IV.4.2 Evaluation du rapport de la puissance apparente dans des cas spéciaux

Deux exemples sont présentés ici pour clarifier l'effet de la composante de la séquence zéro sur l'évaluation de la puissance apparente.

IV.4.2.1 Déséquilibre d'une phase (en amplitude et en phase)

Les paramètres du système des tensions sont :

$$k_a = k, \quad k_a = k_b = 1, \quad \gamma_a = \gamma, \quad \gamma_b = \gamma_c = 0$$

Alors les composantes symétriques résultantes peuvent être présentées comme suit:

$$\begin{aligned} V_0^* &= \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [ke^{j\gamma} - 1] \cdot e^{j\omega t} \\ V_+^* &= \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [ke^{j\gamma} + 2] \cdot e^{j\omega t} \\ V_-^* &= \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [ke^{j\gamma} - 1] \cdot e^{j\omega t} = V_0^* \end{aligned} \quad (\text{IV.67})$$

Selon les amplitudes de ces composantes, le rapport de la puissance apparente du FAS peut être évalué pour les trois approches.

IV.4.2.1.1 Première approche

De (IV.67) et (IV.61) on déduit l'expression suivante:

$$R_1 = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{2} (29 + 5k^2 + 2k \cos \gamma - 12 \cdot \Delta R)} \quad (\text{IV.68})$$

$$\text{avec:} \quad \Delta R = \sqrt{k^2 + 4 + 4k \cos \gamma} \quad (\text{IV.69})$$

La figure IV.8 montre la variation du rapport de la puissance apparente du FAS en fonction de

k et γ , ou $k \in [0 \ 2]$ et $\gamma \in [-\pi/2 \ \pi/2]$, $R_1 = 0$ s'il n'y a pas de déséquilibre dans la phase a ($k = 1$ et $\gamma = 0$), où la puissance apparente du FAS est nulle et la compensation ne peut avoir lieu. Pour un rapport maximal acceptable de la puissance apparente $R_1 = 0.3$ qui correspond à une puissance du FAS de 30% de la puissance apparente requise par la charge, alors les valeurs du déséquilibre acceptable dans la phase a sont: $\gamma \in [-42.885^\circ \ 42.885^\circ]$ et $k \in [0.4308 \ 1.5692]$.

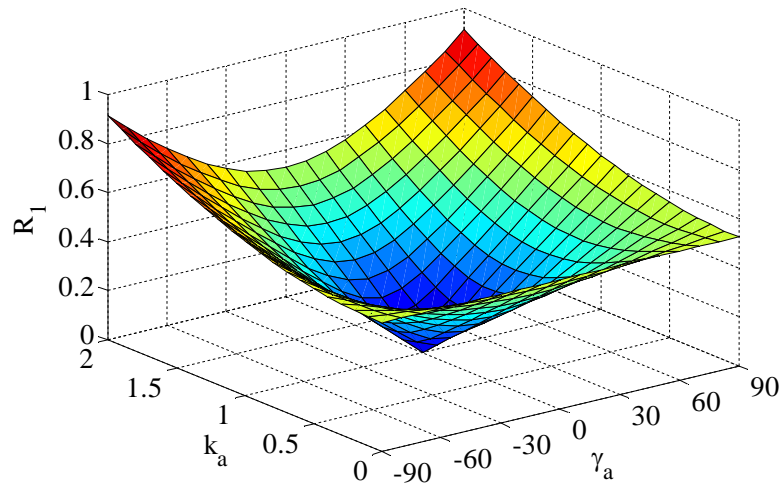


Fig. IV.8. Le rapport de puissance apparente selon l'approche IEEE.

IV.4.2.1.2 Deuxième approche

De (IV.67) et (IV.63) le rapport de la puissance apparente peut être écrite sous la forme suivante:

$$R_2 = \frac{1}{6} \sqrt{(57 + 9k^2 + 6k \cos \gamma - 24 \cdot \Delta R)} \quad (\text{IV.70})$$

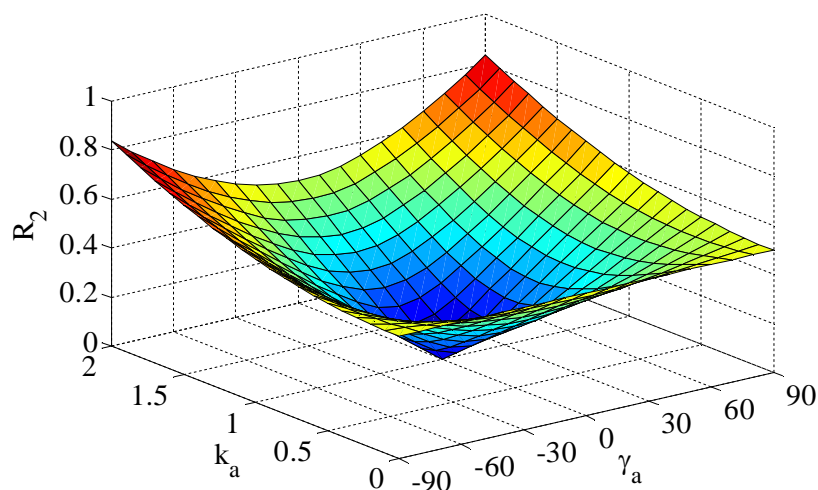


Fig. IV.9. Le rapport de puissance apparente selon l'approche Européenne.

La figure IV.9 représente la variation du rapport de la puissance apparente en fonction de k et γ , ou $k \in [0 \ 2]$ et $\gamma \in [-\pi/2 \ \pi/2]$. Ce rapport est nul si $k = 1$ et $\gamma = 0$, qui témoigne d'un système

de tensions équilibrées. Selon la limite maximale admissible de la puissance apparente (30% de la puissance apparente de la charge), les limites optimales des variations de k et γ peuvent être déterminées en utilisant les méthodes d'optimisation. D'après la figure (Fig. IV.10), pour une valeur donnée $k = 0.7$, les limites de déphasage de déséquilibre sont $\gamma \in [-44.1423^\circ \quad 44.1423^\circ]$, d'autre part pour un déphasage de déséquilibre $\gamma = 30^\circ$, les limites de facteur de déséquilibre sont $k \in [0.4883 \quad 1.4299]$. La figure 5 représente la différence entre le rapport de puissance selon la première et la deuxième approche respectivement. Cette différence correspond à une valeur maximale de 4% de la puissance apparente de la charge. Ainsi, les deux définitions peuvent être utilisées pour le dimensionnement du FAS dans le cas de faible puissance, mais pour la moyenne et la forte puissance la première approche est préférable à cause de son dimensionnement optimal.

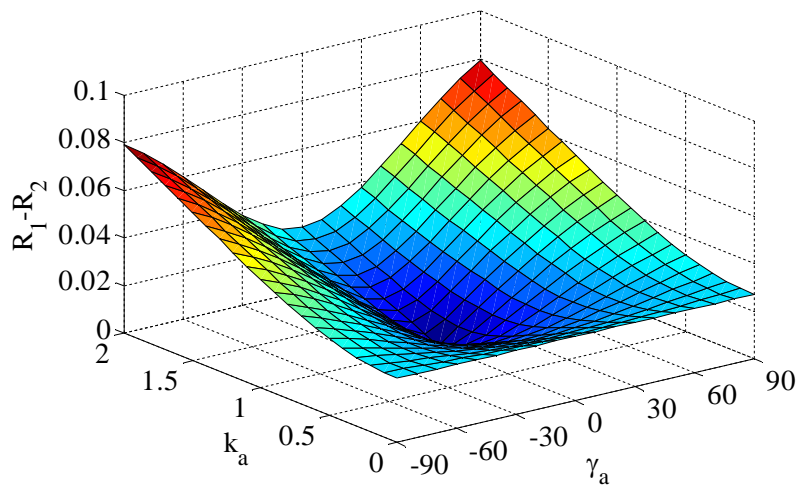


Fig. IV.10. Différence entre les rapports des puissances apparentes selon les approches I et II.

IV.4.2.1.3 Troisième approche

De (IV.67) et (IV.65), le rapport de la puissance apparente peut être exprimé comme suit:

$$R_3 = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{1+3\rho} \cdot (R_{31} + R_{32})} \quad (\text{IV.71})$$

avec:

$$R_{31} = 15 + 42\rho + 3 \cdot (1 + 2\rho) \cdot k^2 + 6\rho k \cdot \cos \gamma$$

$$R_{32} = -6 \cdot (1 + 3\rho) \cdot \sqrt{k^2 + 4 + 4k \cdot \cos \gamma}$$

La figure IV.11 représente la variation du rapport de puissance apparente en fonction de k et ρ , où $k \in [0 \quad 2]$ et $\rho \in [0 \quad 4]$. Pour $k = 1$, l'effet du rapport ρ de la résistance du neutre n'existe pas et la compensation ne peut avoir lieu. D'autre part, pour assurer une compensation de puissance maximum de 30% de la puissance de la charge, le facteur de déséquilibre ne peut dépasser les limites $k \in [0.4804 \quad 1.5196]$. Pour éclaircir l'effet de ρ sur le rapport de la puissance apparente, on représente dans la figure (Fig. IV.12) les courbes du rapport de puissance apparente en fonction ρ suivant les différentes valeurs du facteur de déséquilibre. Il est clairement démontré que l'effet pour $\rho \geq 2$ est très minime.

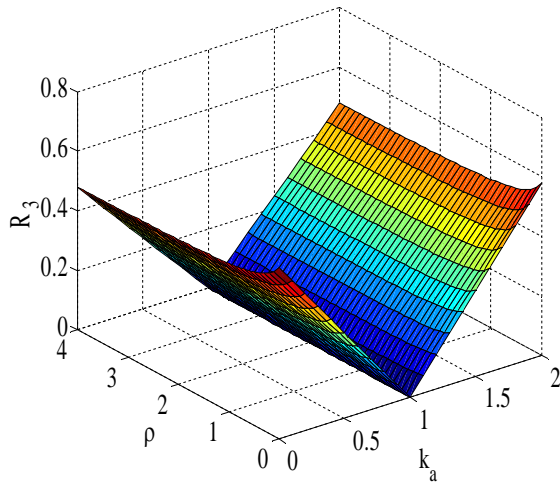


Fig. IV.11. Le rapport de puissance apparente R3.

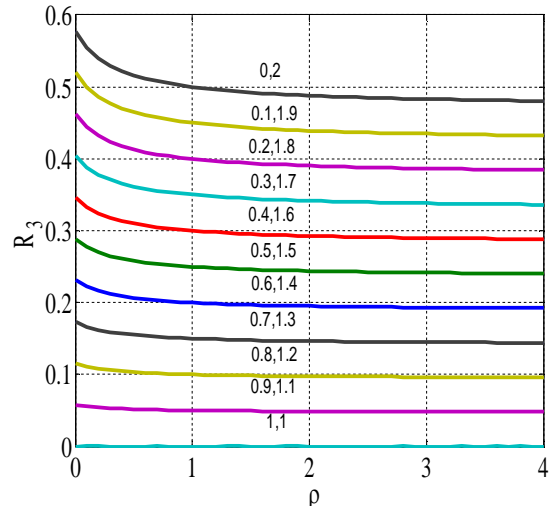


Fig. IV.12. L'effet du rapport ρ sur R3.

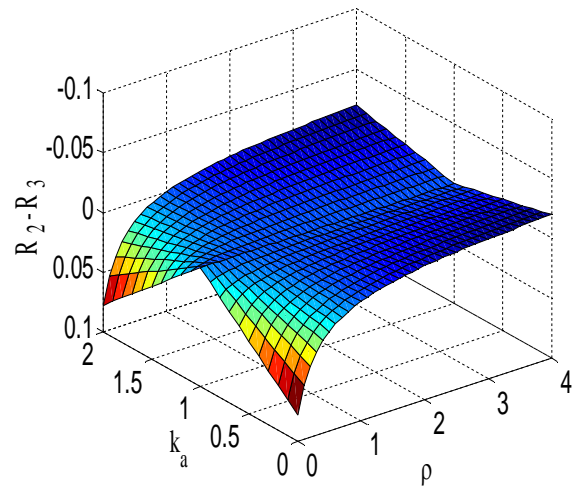
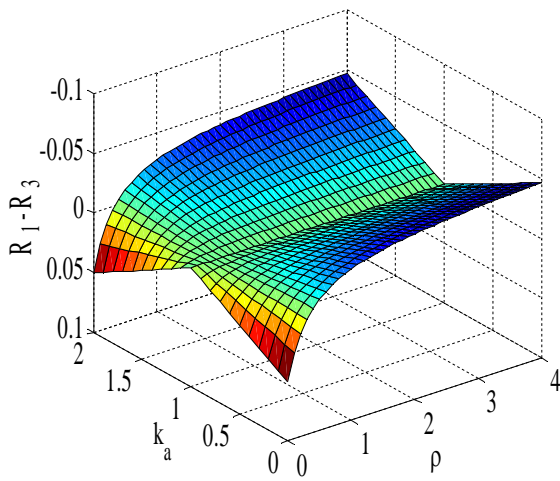


Fig. IV.13. Différence entre les rapports des puissances apparentes selon les approches (I et II) et (II et III) .

IV.4.2.2 Déséquilibre de deux phases

Les paramètres du système des tensions sont:

$$k_a = k_b = k, k_c = 1, \gamma_a = \gamma_b = \gamma, \gamma_c = 0$$

Les composantes symétriques sont exprimées comme suite:

$$\begin{aligned} V_o^* &= \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot a \cdot [1 - ke^{j\gamma}] \cdot e^{j\omega t} \\ V_+^* &= \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot [2 \cdot ke^{j\gamma} + 1] \cdot e^{j\omega t} \\ V_-^* &= \frac{\sqrt{2}V_m}{3} \cdot a^2 \cdot [1 - ke^{j\gamma}] \cdot e^{j\omega t} \end{aligned} \tag{IV.72}$$

IV.4.2.2.1 Première approche

De (IV.72) et (IV.61), on obtient l'expression suivante:

$$R_1 = \frac{1}{6} \sqrt{46 + 22k^2 + 4k \cos \gamma - 24\sigma} \quad (\text{IV.73})$$

avec:

$$\sigma = \sqrt{4k^2 + 1 + 4k \cos \gamma}$$

La figure IV.14 représente le rapport de puissance en fonction de k et γ , dans les mêmes limites que dans les cas précédents. Ainsi, pour $\gamma = 0$ on aura $k \in [0.6162 \quad 1.3838]$ et pour $k = 1$ on aura $\gamma \in [-42.2285^\circ \quad 42.2285^\circ]$.

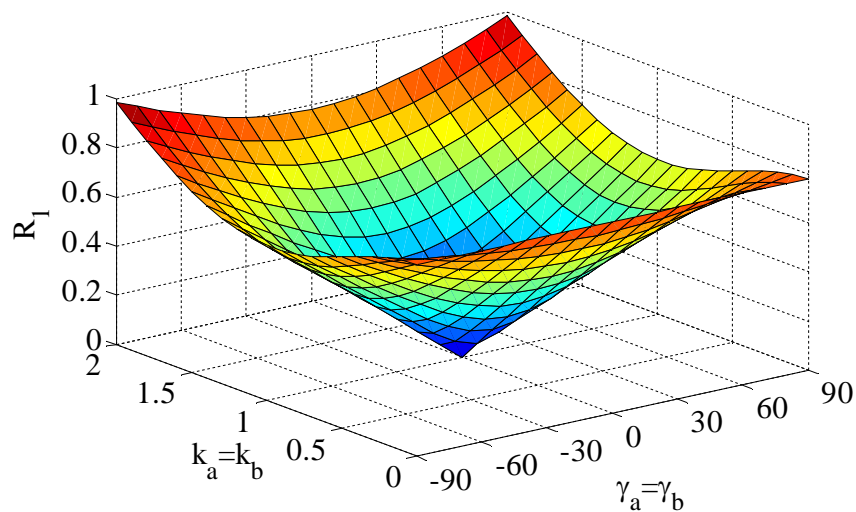


Fig. IV.14. Le rapport de puissance apparente selon l'approche IEEE.

IV.4.2.2.2 Deuxième approche

De (IV.72) et (IV.63), on obtient la relation suivante :

$$R_2 = \frac{1}{6} \sqrt{45 + 21k^2 + 6k \cos \gamma - 24\sigma} \quad (\text{IV.74})$$

La figure IV.15 représente le rapport de la puissance apparente selon la variation des deux paramètres de déséquilibre k et γ . Un rapport de 0.3 peut être assuré dans les limites de déséquilibre ($k \in [0.6072 \quad 1.3928], \gamma = 0$) et ($k = 1, \gamma \in [-42.2285^\circ \quad 42.2285^\circ]$). Dans la figure IV.16 est représentée la différence $R_1 - R_2$.

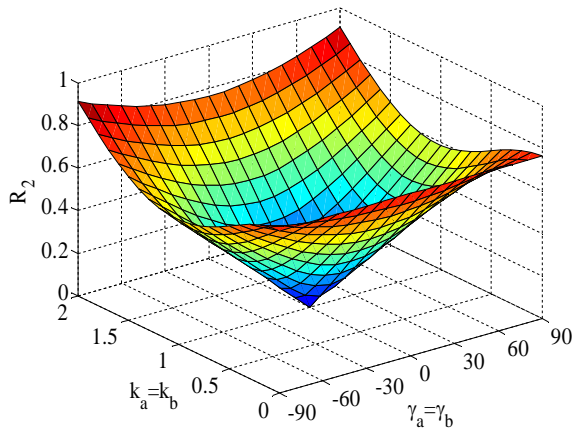


Fig. 15. Le rapport de puissance apparente R2.

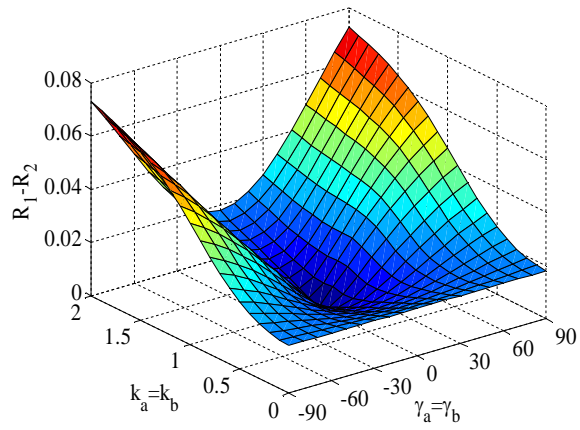


Fig. 16. Différence des rapports R1-R2.

IV.4.2.2.3 Troisième approche

De (IV.72) et (IV.65) , on obtient le rapport de la puissance apparente suivante:

$$R_3 = \frac{1}{6} \sqrt{\frac{1}{1+3\rho} (\lambda - 24(1+3\rho)\sigma)} \tag{IV.75}$$

Avec :

$$\lambda = 48 + 132\rho + (24 + 60\rho)k^2 + 24\rho k \cos \gamma$$

Dans la figure IV.17, on représente la variation de R_3 en fonction du facteur de déséquilibre pour différents déphasages de déséquilibre. Dans la Fig. IV.18, on y représente la relation $R_1 - R_3$.

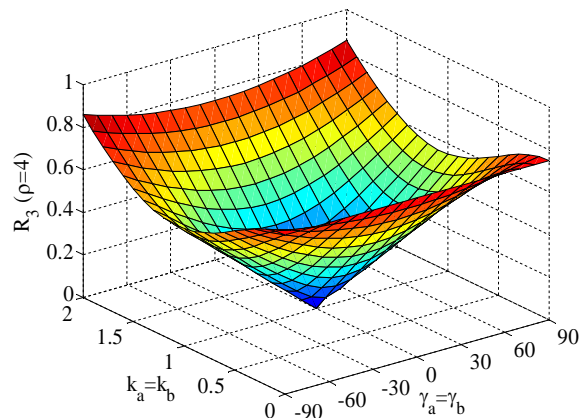
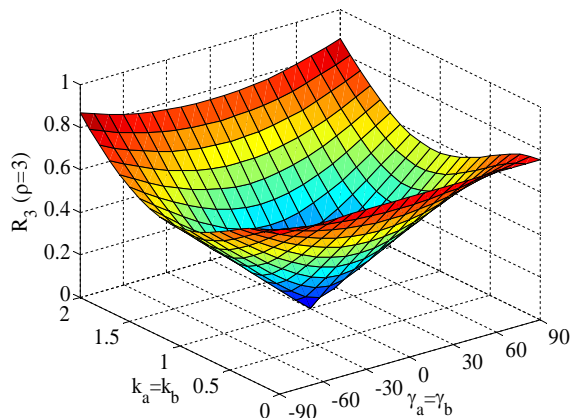
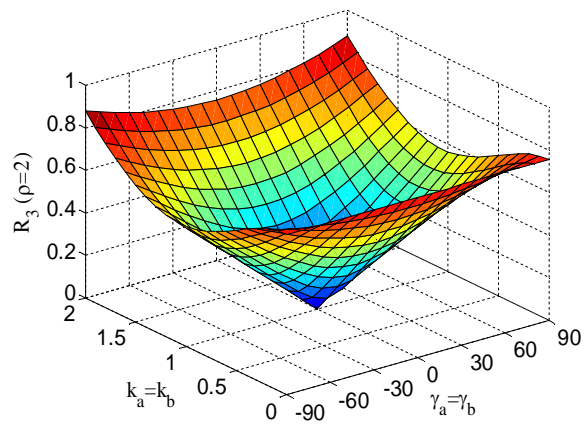
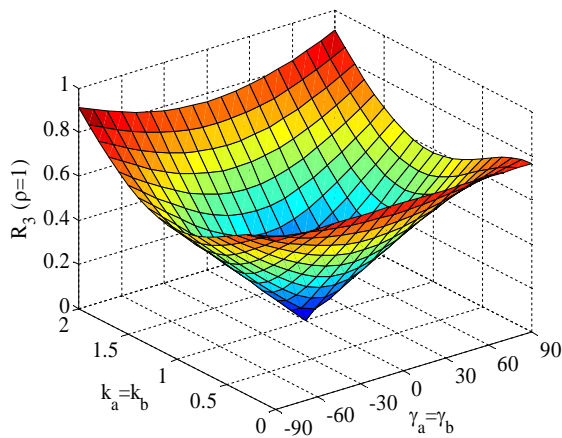


Fig. IV.17. Le rapport de puissance apparente R2 pour $\rho = 1, \rho = 2, \rho = 3$ et $\rho = 4$.

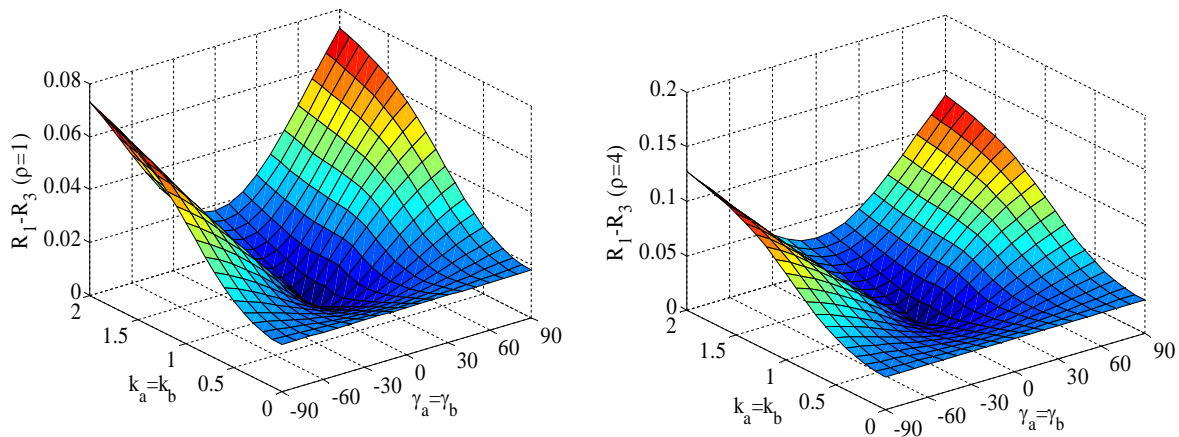


Fig. IV. 18. Différence entre les rapports des puissances apparentes R1-R3 pour $\rho = 1$ et $\rho = 4$.

Les exemples présentés reflètent des cas pratiques qui peuvent avoir lieu sur le système des tensions triphasées fournies par le réseau électrique. L'évaluation de la puissance apparente du FAS est présentée par le rapport de la puissance apparente de compensation sur la puissance apparente demandée par la charge. Pour éviter les sur/sous dimensionnement des dispositifs du filtre, il est préférable de tenir compte de la puissance maximale apparente parmi celles calculées à partir des trois approches, mais il est important de préciser les comportements des perturbations qui doivent être compensées dans le but d'arriver à une évaluation optimale. Si la puissance apparente du filtre est évaluée, le dimensionnement des interrupteurs semi-conducteurs, du DC-link et des transformateurs d'injection peuvent être obtenus avec des coûts de fabrication optimaux

IV.5 Résultats de simulation

Dans l'objectif de valider la stratégie de commande utilisée, on présente ici deux cas généraux de perturbation des tensions.

IV.5.1 Cas des tensions déséquilibrées

Dans ce cas k_1, k_2, k_3 ne sont pas égaux.

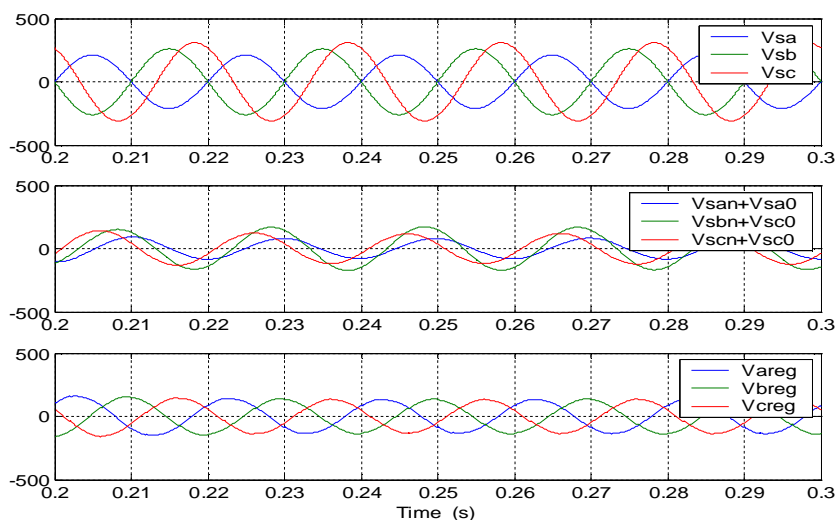


Fig. IV.19. Présentation temporelle des tensions : du réseau, perturbatrices et de réglages.

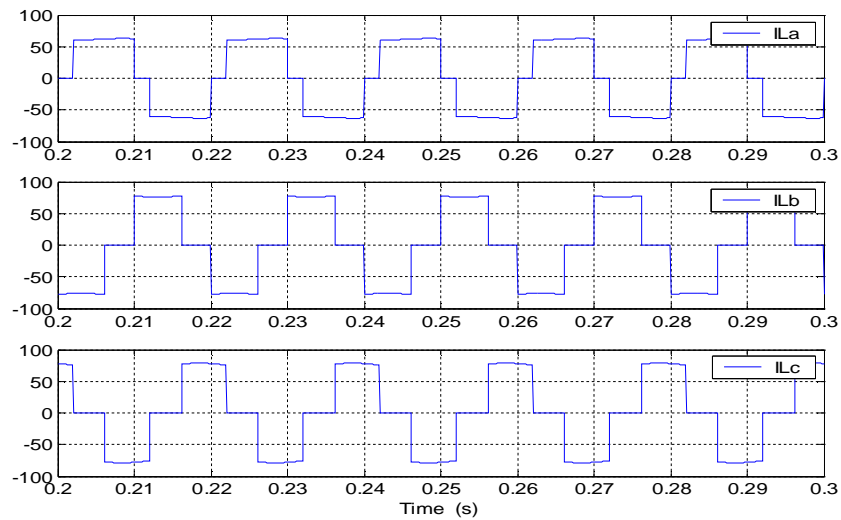


Fig. IV.20. Les courants générés par la charge non linéaire.

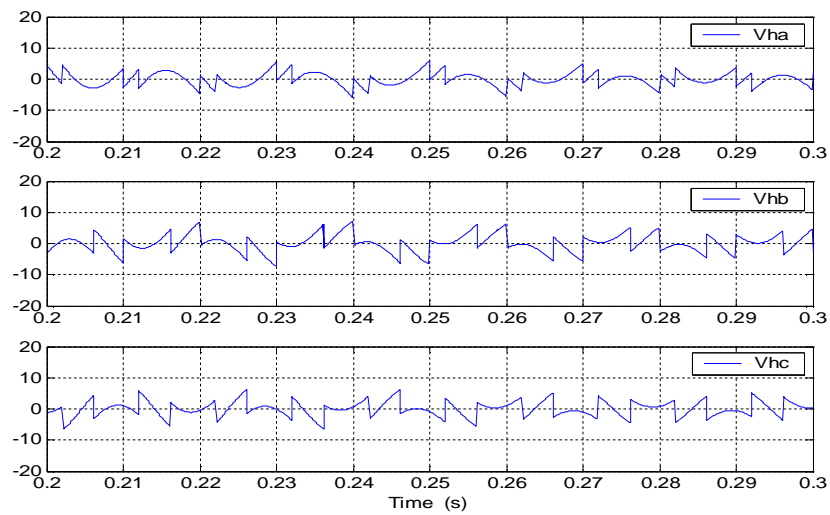


Fig. IV.21. Les tensions de références.

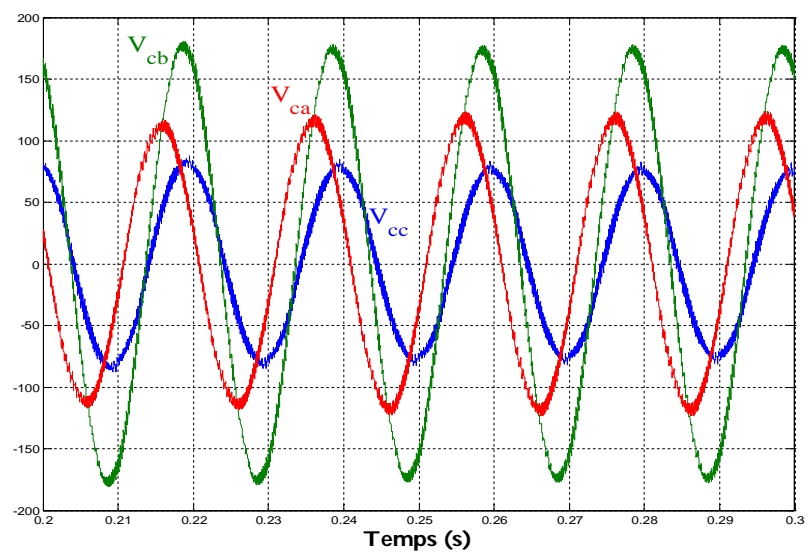


Fig. IV.22. Les tensions de compensation.

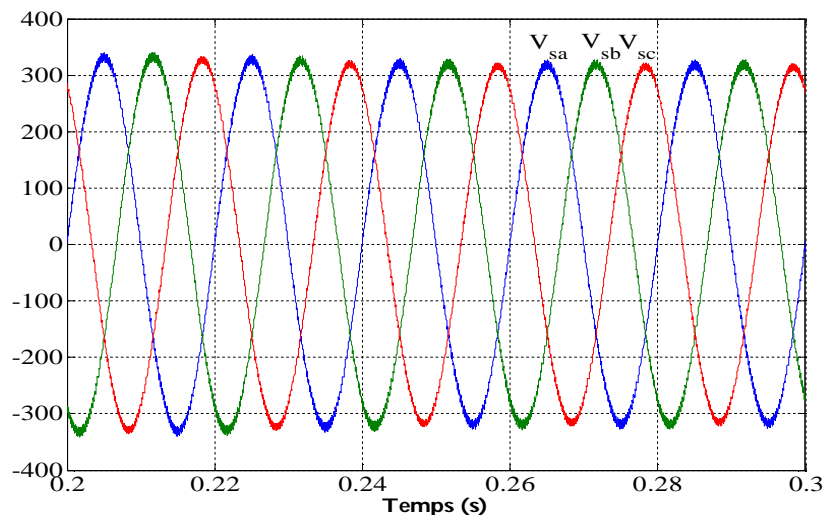


Fig. IV.23. Les tensions du réseau après compensation.

IV.5.2 Cas des tensions polluées et déséquilibrées

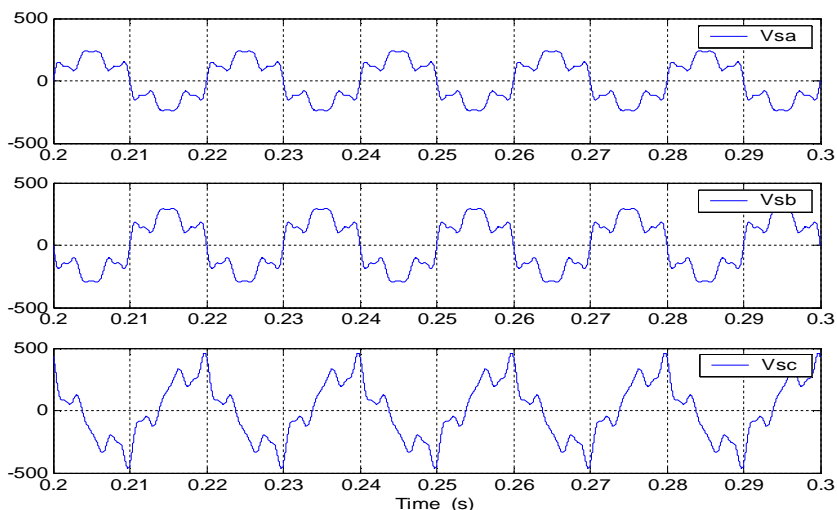


Fig. IV.24. Les tensions du réseau.

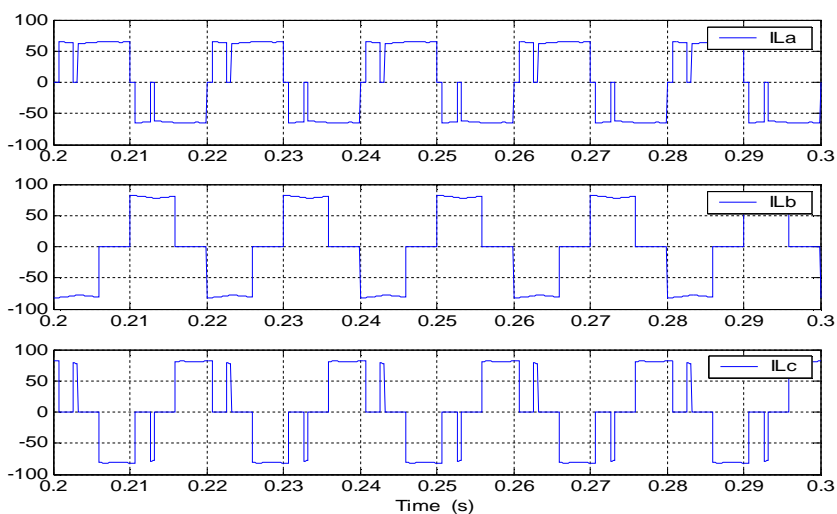


Fig. IV.25. Les courants de la charge.

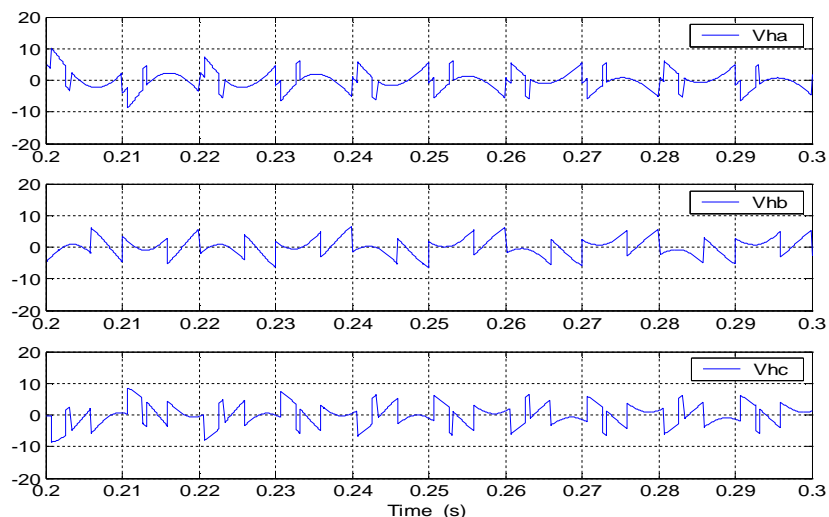


Fig. IV.26. Les tensions de référence.

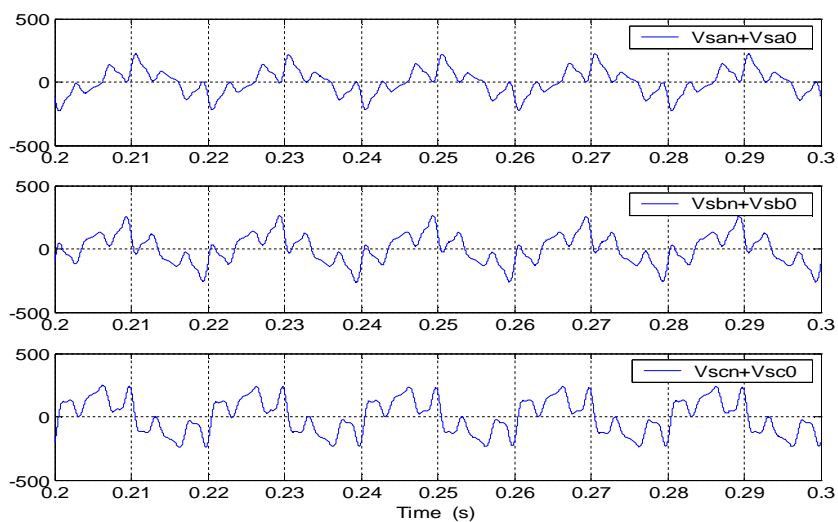


Fig. IV.27. Les tensions perturbatrices.

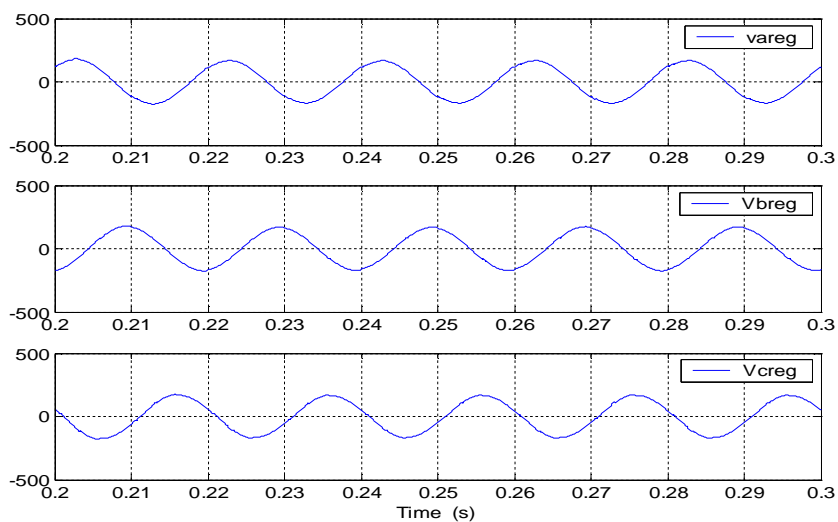


Fig. IV.28. Les tensions de réglage.

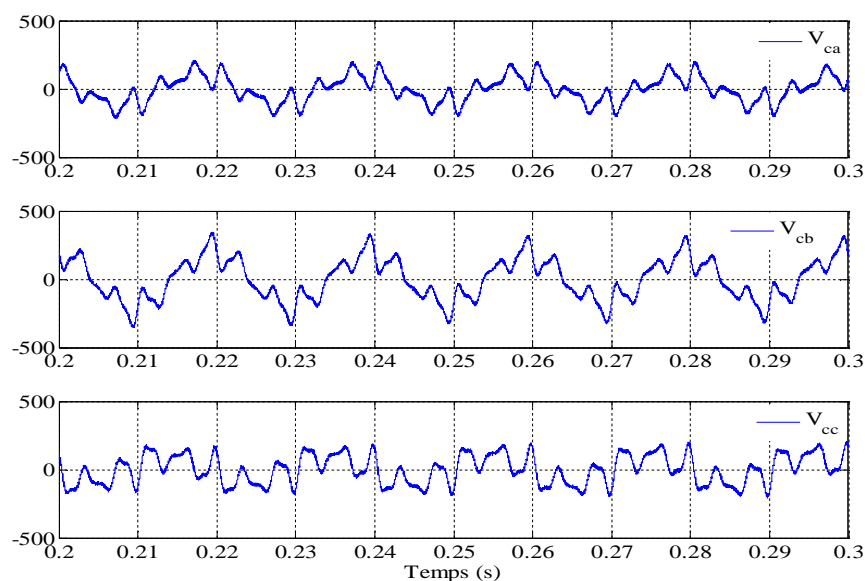


Fig. IV.29. Les tensions de compensation.

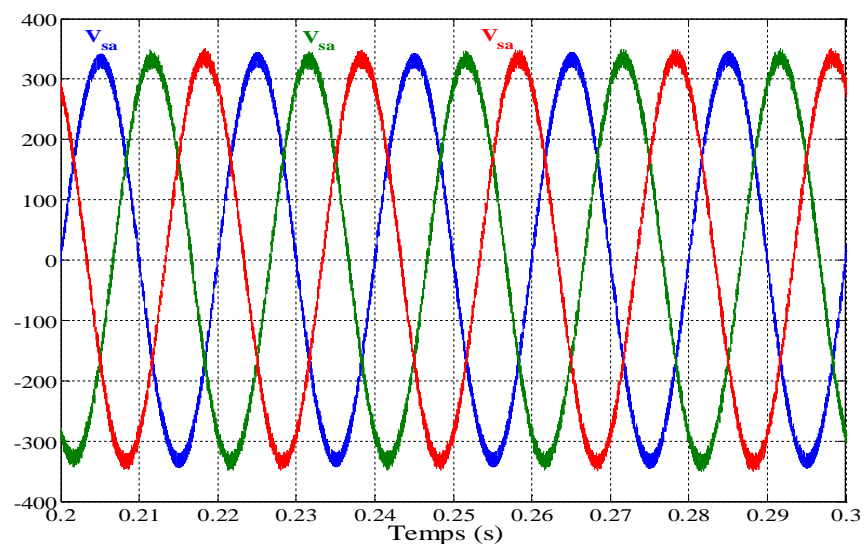


Fig. IV.30. Les tensions du réseau après compensation.

IV.6 La combinaison APF shunt et APF Série

D'après l'étude des deux types du filtre actif de puissance (parallèle et série) pour la compensation des perturbations en courant et en tension et afin de bénéficier des avantages de ces deux types de compensateur, il nous est paru intéressant d'introduire la combinaison de ces deux structures. L'UQPF est le compensateur regroupant ces deux filtres commandés avec les mêmes méthodes d'identification (Fig. IV.31) et (Fig. IV-32).

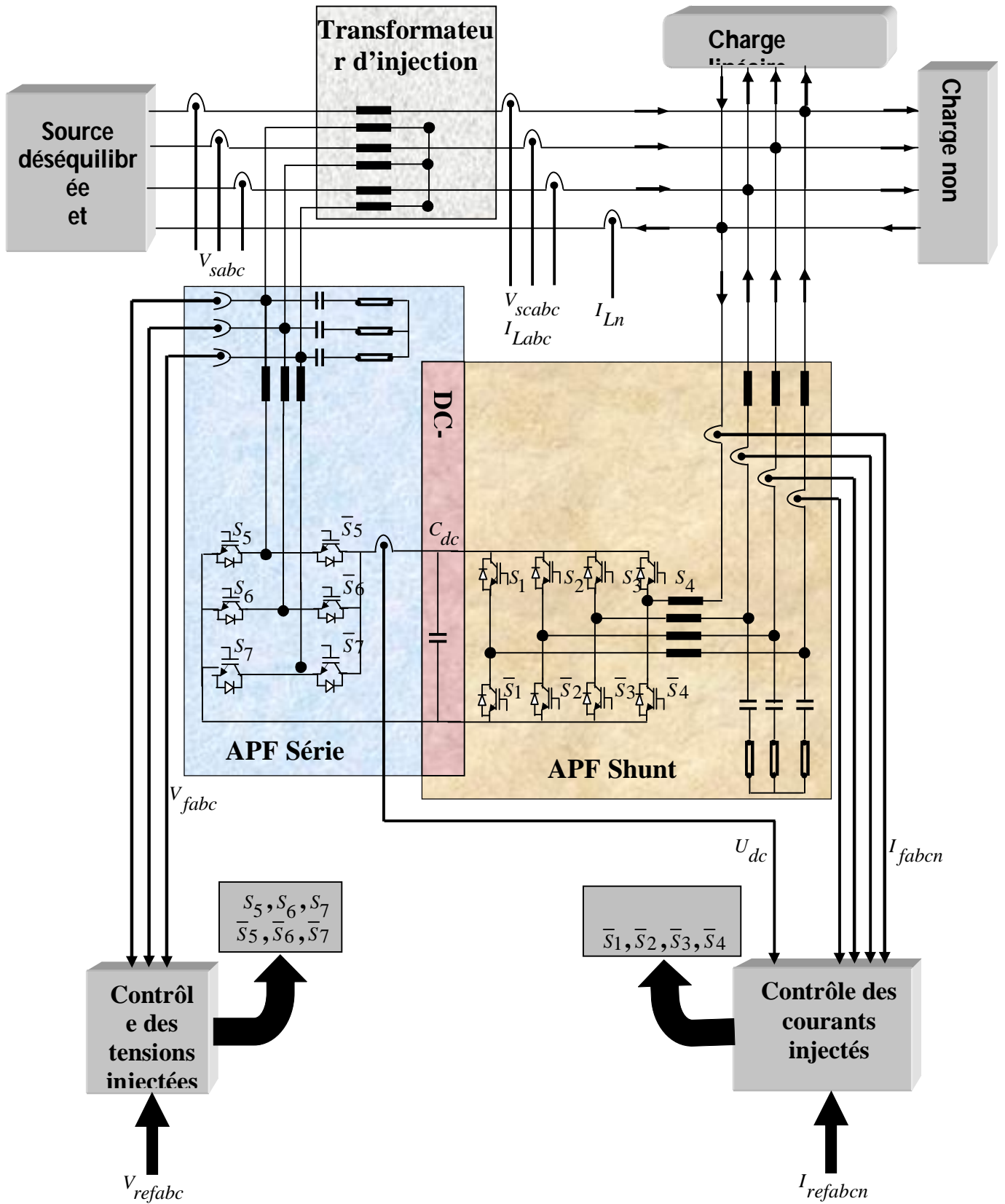


Fig. IV.31. Structure de la combinaison APF Shunt et APF Série.

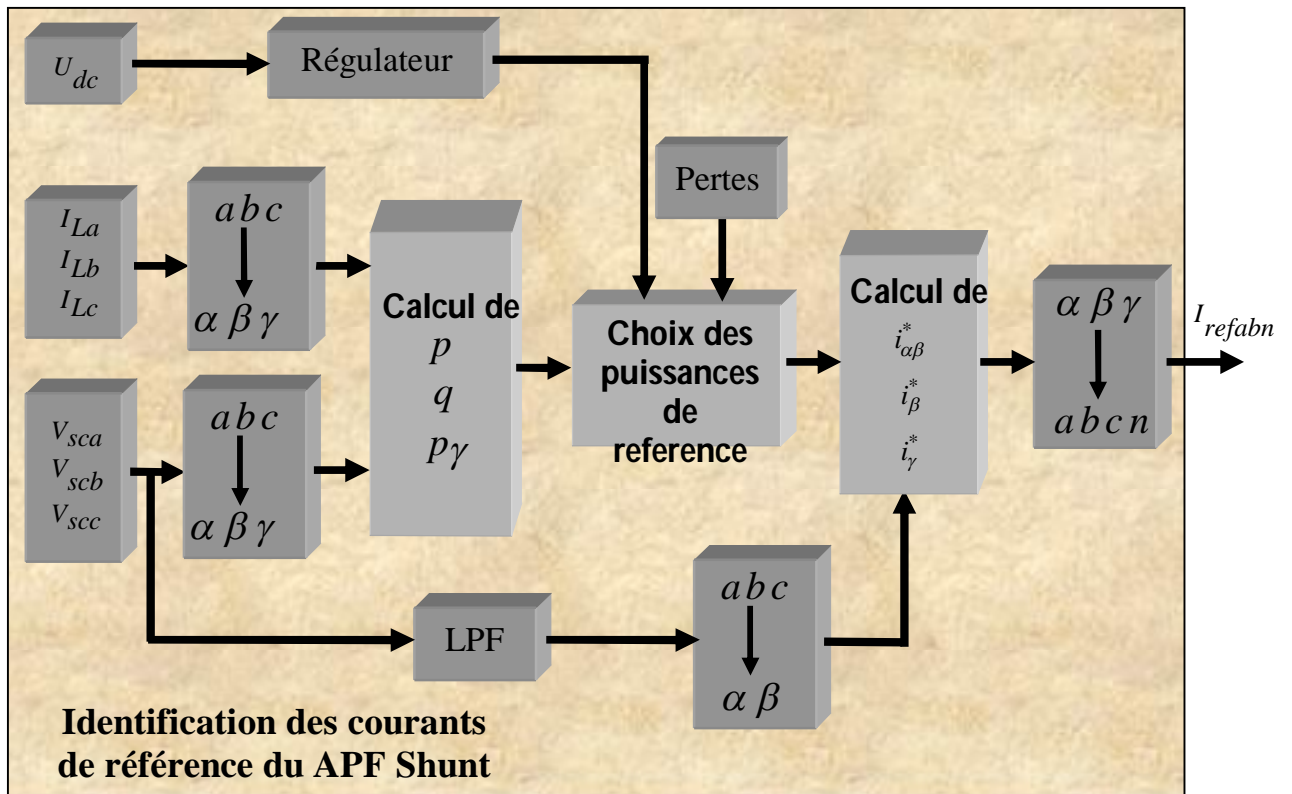
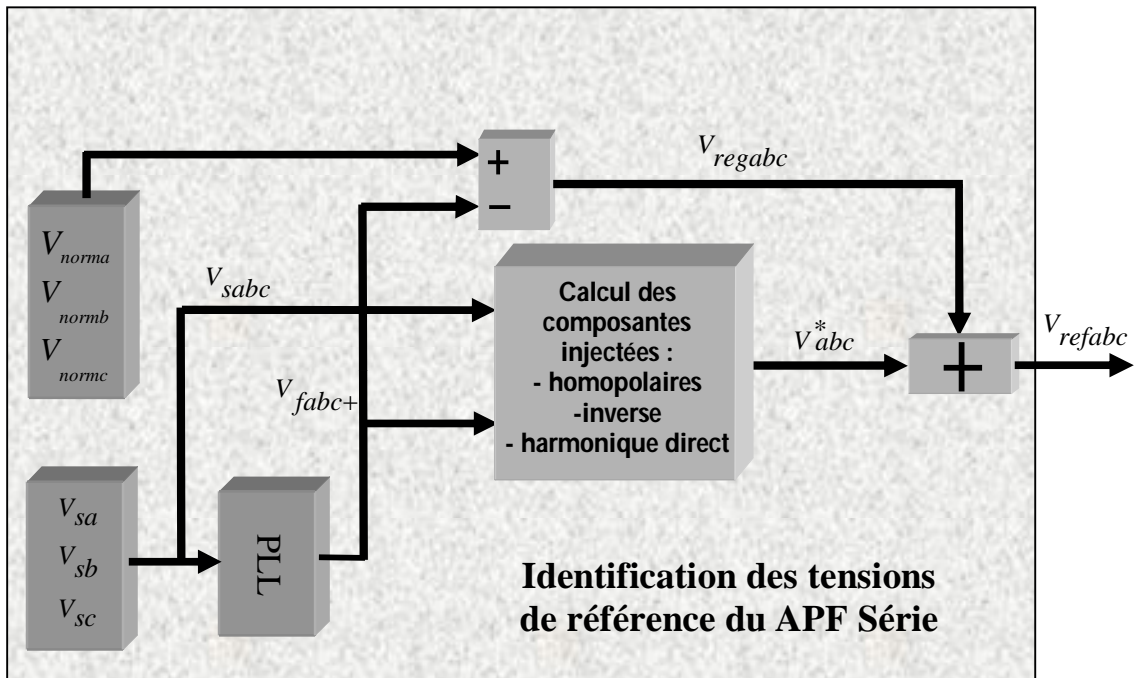


Fig. IV.32. Stratégie d'identification des tensions et des courants de référence de la Combinaison APF Shunt et APF Série.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le filtre actif série pour la dépollution des réseaux électriques de toutes perturbations de tension, tels que les différents modes de déséquilibre, les creux de tension, les harmoniques émanant de la charge non linéaire et même les perturbations harmoniques dans la tension de la source. Afin de réaliser une bonne compensation, nous avons proposé une méthode d'identification simple, souple et efficace pour tout type de perturbation. Cette méthode d'identification est présentée pour être utilisée pour la génération des tensions de référence dans les cas des perturbations sévères.

La méthode proposée est basée sur l'utilisation d'un système à PLL présenté dans la section (II.4.6), est déjà utilisé avec le filtre actif shunt pour la détermination des courants perturbateurs. Le filtre de sortie du filtre actif série, est un filtre de deuxième ordre, son rôle est l'élimination des composantes harmoniques de haute fréquence injectées par le filtre dans le primaire du transformateur d'injection.

Pour en savoir de la puissance apparente du filtre actif série, nous avons fait une étude généralisée pour les perturbations de déséquilibre du système des tensions. Les expressions obtenues du rapport de puissance apparente du filtre actif et la puissance demandée par la charge, permet d'avoir les limites de dimensionnement et montrent les limites d'utilisation de ce dernier, pour la compensation des perturbations de tension.

Le problème de déphasage, déjà observé dans la régulation du courant, est résolu par l'utilisation d'une boucle de régulation. Ce problème est déjà étudié dans le cas du filtre actif parallèle.

Enfin, deux simulations ont été effectuées sur Simulink/Matlab afin de valider la fonctionnalité des méthodes du filtre actif série compensant toutes les perturbations de tension. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de ce type de compensateur.

Finalement, on a présenté la combinaison série - parallèle des deux filtres étudiés dans les chapitres II et III. Le but est de réaliser la fonction de compensation face aux perturbations des courants et des tensions. Nous avons proposé un algorithme d'identification des tensions et courants de référence en bénéficiant des deux stratégies utilisées pour les deux types des filtres actifs de puissance avec une certaine simplification.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Conclusion générale et perspectives

Ce travail a porté sur l'étude des filtres actifs de puissance parallèle et série pour la compensation des différentes perturbations dans les réseaux basse tension. L'objectif du filtre actif parallèle est de compenser les perturbations du courant générées par les charges dites non linéaires tels que les courants harmoniques, les courants réactifs et le déséquilibre du courant même dans le cas du réseau de distribution à quatre fils. L'objectif du filtre actif série est de compenser les perturbations de tension au PCC (Point of Common Connection) telles que le déséquilibre en tension, les creux de tension et la déformation de la tension de la source résultant de la circulation des courants harmoniques et des courants déséquilibrés.

Dans cette thèse, nous avons exposé les différents travaux présentés dans le domaine des filtres actifs de puissance. Une étude détaillée et généralisée des puissances active, réactive et homopolaire a été présentée pour l'identification des courants et des tensions de référence, ce qui a permis d'éviter l'ambiguïté de définition des puissances dans le régime non sinusoïdal posant problème jusqu'à nos jours.

Pour réaliser une bonne atténuation des composantes dues à la fréquence de commutation contenues dans les courants injectés, nous avons effectué une étude comparative entre les filtres de sortie du filtre actif parallèle de type L et LCL. Cette étude a été complétée par un calcul d'optimisation pour le choix des paramètres de ces deux filtres.

Le problème qui a été posé est la régulation du courant injecté par le filtre actif. Pour cela nous avons proposé une boucle de contrôle basée sur un régulateur classique de type PI, et afin de maintenir la tension du bus continu de l'onduleur autour de sa valeur de référence, nous avons utilisé ce régulateur qui sert à rajouter en permanence la quantité de puissance active nécessaire dans la puissance de référence.

De plus, pour surmonter le problème des tensions déséquilibrées et/ou polluées au point PCC dont l'application de la théorie p.q est limitée, nous avons proposé un système PLL (Phase Locked Loop). Ainsi, les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité du système proposé dans le cas du filtre actif shunt de puissance à trois bras.

Aussi, nous avons présenté le filtre actif parallèle à quatre bras pour assurer la fonction de compensation face aux différentes perturbations à savoir :

- Les composantes harmoniques de même fréquence générées par la charge;
- Les courants déséquilibrés qui sont dus au déséquilibre de la charge;
- Le déséquilibre dans le courant dû au déséquilibre dans le système de tensions du réseau.

Ainsi, nous avons démontré que le filtre actif parallèle à quatre bras est un compensateur d'harmoniques dans le cas du déséquilibre de la charge et injecte dans le réseau au PCC les différents courants compensateurs à savoir:

- Les courants harmoniques de la charge en opposition de phase ;
- Les courants réactifs ;
- La composante homopolaire et inverse des courants de la charge ;
- Le courant du neutre en opposition de phase.

La méthode d'identification des courants de référence utilisée pour assurer la bonne compensation est basée sur la théorie pq, en utilisant un circuit PLL où certaines améliorations sont effectuées pour répondre aux recommandations de compensation du courant du neutre.

Concernant la commande de l'onduleur à quatre bras utilisé dans le filtre actif parallèle, nous avons proposé un nouvel algorithme de commande SVM-PWM tridimensionnelle en se basant sur la représentation vectorielle du vecteur de tension et la détection de sa position dans l'espace. Aussi, le calcul des temps d'application des vecteurs actifs sont déduits de la même manière que l'algorithme de commande SVM-PWM bidimensionnelle. Et pour lever le voile sur les différentes composantes de la puissance instantanée, une représentation détaillée des puissances active instantanée, réactive imaginaire instantanée et homopolaire instantanée est exposée. Ainsi, nous avons remarqué que certains termes de la composante homopolaire n'ont été pas pris en considération dans la littérature et il nous est apparu que ces termes sont indispensables du point de vue compensation et signification physique.

En suite, nous avons présenté la validation de la méthode d'identification utilisée ainsi que la commande du filtre et de l'onduleur à quatre bras selon l'algorithme proposé. Plusieurs simulations ont été effectuées sur Simulink/Matlab afin de déterminer le comportement dynamique du filtre actif proposé face aux différentes perturbations. De plus, une validation expérimentale en temps réel de la méthode de compensation a été achevée sur une maquette expérimentale pilotée par la carte de contrôle dSpace 1103. Les résultats obtenus prouvent clairement l'efficacité du compensateur utilisé et de sa commande en termes d'identification des perturbations et de compensation des différentes perturbations en courant. On peut dire que par cette validation, nous avons atteint les objectifs que nous nous sommes fixés dans ce chapitre.

Dans le cas du filtre actif série, l'objectif est de compenser les perturbations dans la tension au PCC de type harmonique et/ou déséquilibré. Pour cela nous avons proposé une stratégie d'identification et de construction des tensions de référence dans le cas général pour la compensation des harmoniques de tension, du déséquilibre et des chutes de tension harmoniques causées par les charges non linéaires. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de cette stratégie et les performances obtenues sont satisfaisantes.

Enfin, dans le but de pouvoir assurer la compensation des perturbations des courants et des tensions en même temps, nous avons proposé la structure combinée du filtre actif parallèle à quatre bras et du filtre actif série à trois bras étudiés dans les chapitre II et III. Nous avons proposé un algorithme d'identification des tensions et des courants de référence en utilisant les algorithmes des deux stratégies utilisées précédemment pour les deux types de filtres actifs de puissance avec cependant une certaine simplification.

Notre étude permettra d'ouvrir de nombreuses orientations nouvelles de recherche dans le domaine du filtrage actif. Les perspectives de recherche que nous envisageons à travers ce travail sont les suivantes :

- Sur le plan de l'identification des différentes perturbations : actuellement le domaine temporel est le plus riche et le domaine fréquentiel est moins utilisé à cause du temps de

calcul nécessaire qui est très élevé. On peut penser à trouver d'autres algorithmes d'identification dans d'autres domaines tels que les réseaux de neurone.

- Sur le plan d'électronique de puissance : la recherche peut s'orienter vers l'amélioration de la structure de l'onduleur de puissance utilisée dans les filtres actifs de puissance. On pourrait envisager l'utilisation des onduleurs multicellulaires, des convertisseurs à base de (Z-source-inverter) ou (QZ-source-inverter) pour minimiser le dimensionnement du DC-link.
- Sur le plan de la commande : pour avoir une bonne poursuite des courants/tensions issus des algorithmes d'identification des courants/tensions injectés, on peut penser à l'utilisation des régulateurs modernes dans le but d'éliminer l'erreur d'amplitude et le déphasage entre les signaux de référence et les signaux injectés, tels que les régulateurs flous, les régulateurs avancés RST, H_∞ ...etc.
- Nous pouvons penser aussi à exploiter les principes du filtre actif de puissance shunt tel que, le chargement des batteries de puissance qu'on peut connecter du côté du DC-link pour l'utiliser dans d'autres applications en parallèle. On peut utiliser aussi l'énergie renouvelable telle que l'énergie solaire ou l'énergie éolienne comme une source continue surtout pour le filtre actif de puissance série.

REFERENCES

REFERENCES

- [1] M.A.E. Allali, " Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électrique basse tension ", Thèse de Doctorat, ULP Strasbourg I. 12 sept 2002.
- [2] Serge Bernardo, Gérard Trochan, " Compensation des courants harmoniques générés par les ordinateurs grâce à un compensateur actif d'harmoniques révolutionnaire ", MGE, UPS SYSTEMS, MGE0128FRI- 01/2000.
- [3] Eric Félice, " Perturbations harmoniques : Effets, origine, mesures, diagnostic, remèdes ", Dunod, Paris 2000.
- [4] CEI/IEC 61000-2-1:1990, "Electromagnetic Compatibility", Part 2: Environment, Sect. 1: Description of the environment – Electromagnetic environment for low- frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems", First Edition, 1990-05
- [5] IEC 61000-2-2, "Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signalling in public low voltage power supply systems", Second Edition, Sept. 2000.
- [6] IEEE Interharmonic Task Force Working Document, Draft 3. On line available at <http://grouper.ieee.org/groups/harmonic/iharm/docs> . Jul. 14, 2001
- [7] R. Yacamini, "Power System Harmonics, part 4 Interharmonics", Power Engineering Journal, vol.10, no.4, Aug. 1996, pp.185-193
- [8] E.J. Delaney and R.E. Morrison, "Minimisation of Interharmonic Current from a Current Source A.C. Drive by Means of a Selective D.C. Side Active Filter", IEEE Trans. On Power Delivery, vol. 10, no. 3, July, 1995, pp.1584-1590.
- [9] D. Gallo, R. Langella, and A. Testa, "On the Processing of Harmonics and interharmonics in Electrical Power Systems", Proceedings of IEEE PES Winter Meeting 2000, Vol.3, pp.1581-1586
- [10] M. B. Rifai, T. H. Ortmeyer and W. J. McQuillan, "Evaluation of Current Interharmonics from AC Drives", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 15, no. 3, Jul. 2000, pp. 1094-1098
- [11] L. Tang, D. Mueller, " analysis of DC arc furnace operation and Flicker by 187 Hz Voltage Distorsion ", Presented at IEEE-PES 1993 Summer meeting July 18-22, 1993, Vacouver, BC.
- [12] R .F. Chu , J.J. Burns, " Impact of Cycloconverter Harmonics", IEEE Trans on Ind Appl, vol. 25, no. 3 May/June 1989, pp.427-435.
- [13] IEC, " Reactive power in nonsinusoidal situations." . vol. Report TC 25/wg7.1975.
- [14] T. Gouraud. " Identification et rejet des perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique ". Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale de Nantes, 07/01/1997.
- [15] Javerzac .L et Ott.R, " La normalisation de l'électricité," Revue Générale d'électricité, Avril 1995, pp.165-21.
- [16] Subjak.J , McQuilkin.J " Harmonics Causes, effects, measurements and analysis :update ," IEEE Trans on Ind. Appl., vol. 26, n°6, November/December 1990, pp.1034-1042.
- [17] C. Budeanu. " Reactive and fictitious powers ". Rumanian National Institute N°. 2, 1927.
- [18] R. Atseneau and al , " Pratical Definitions for Powers in System with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads : A Discussion", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, No. 1, pp. 79-101, Jan 1996.
- [19] CENELEC NE/EN 50160, " Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux de distribution ", Nov, 1994.
- [20] CEI/TEC 61000-2-4 " Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances ", 1st. Ed. 1994-05.

- [21] ANSI/IEEE, " Standard dictionary for power of electrical & electronics terms ",USA, ANSI/IEEE, 1977.
- [22] IEEE Standard 519-1992 " IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems ", 1992.
- [23] F. De Chateavieux, " Creux de tension et coupures brèves ", Note EDF, Groupe de Travail UIE power quality, Guide sur la qualité de l'électricité pour l'alimentation des installations industrielle, partie 2, HR- 22/96/045.a, 1996.
- [24] P. Meynaud. " Qualité de la tension dans les réseaux électriques – creux de tension, flicker et harmoniques ", Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique,D4260, pp. 1-25,1990.
- [25] P. Meynaud, P. Pene, G. Desquilbet, " Déséquilibre de tension", Note EDF, 96NR00003, 1996.
- [26] J. Faiz, H. Ebrahimpour and P. Pillay, Influence of Unbalanced Voltage on the Steady-State Performance of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.19, No.4, 2004, pp.657-662.
- [27] Ching-Yin Lee, Effects of Unbalanced Voltage on Operation Performance of a Three-Phase Induction Motor, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.14, No.2, 1999, pp. 202-208.
- [28] P. Viego, E. Quispe and J. Cogollo, Operación de los Motores Asíncronos con Voltajes Desbalanceados de Diferente Tipo y su Efecto sobre la Eficiencia y el Factor de Potencia, Memorias I Congreso Internacional sobre Uso Racional y Eficiente de la Energía, CIUREE2004, ISBN 9583371327, Colombia 2004, pp.151-154
- [29] P. Pillay, Derating of Induction Motors Operating with a Combination of Unbalanced Voltages and Over and Undervoltages, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.17, No.4, 2002, pp.485-491.
- [30] W.H. Kersting and W.H. Phillips, Phase Frame Analysis Effects of Voltage Unbalance on Induction Machines, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.33, No.2, March/April 1977, pp. 415-420.
- [31] B.N. Gafford, W.C. Duesterhoef and C.C. Mosher, Heating of induction motors on unbalanced voltages, AIEE Transaction on Power Apparatus and Systems Pt.III-A, Vol.PAS-78, pp. 282-297, June 1959.
- [32] E. Quispe, G. Gonzalez, J. Aguado, Influence of Unbalance and Waveform Voltage on the Performance Characteristics of three-phase Induction Motors, Proceedings of International Conference on Renewable Energy and Power Quality Applications, ISBN 8460798870, Barcelona, España 2004.
- [33] IEC 60034-26, Effects on Unbalanced Voltages on the Performance of Induction Motors, Publishing by IEC, 2002.
- [34] NEMA MG1-1993, Motors and Generators, Publishing by NEMA, 1993.
- [35] Y.J. Wang, "Analysis of effects of three-phase voltage unbalance on induction motors with emphasis on the angle of the complex voltage unbalance factor," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 16, no. 3, pp. 270-275, Sep. 2001.
- [36] D.Rivas, L.Moran, J.W.Dixon, J.R.Espinoza, " Improving passive filter Compensation Performance With Active techniques", IEEE, Trans., On Ind.Electronics, Vol.50,no 1.February 2003.
- [37] L. Gyugyi , E.C. Strycula, " Active AC Power Filter ", IEEE/IAS Annual Meeting, pp.529-535, 1976.

- [38] O. B. Amadou, A. O. Barry, " Analyse des filtres actifs par la méthode de la compensation par impédances harmoniques ", Partie I. Rapport n° Ireq –2000-11c, juin 2000.
- [39] O. B. Amadou, A. O. Barry, " Analyse des filtres actifs par la méthode de la compensation par impédances harmoniques ", Partie II. Rapport n° Ireq –2000-111c, juin 2000.
- [40] L. Moran, P.D. Ziagaz, G. Joos " Three phase solid state voltage compensator system," Can. J.Elect.Comp.Eng, vol. 15, no. 1, pp. 27-35, 1990.
- [41] M. EL-Habrouk, M.K.Darwish and P. Mehta, "Active Power Filters: A review", IEE Pro.-Elet. Power Appl., Vol. 147, No. 5, September 2000.
- [42] B. Singh, K. Al-haddad,, A. Chandra, "A Review OF Active Filters for Power Quality Improvement", IEEE Trans, on Ind, Electronics, Vol.46, No. 5, October 1999.
- [43] Erih W. Gunther et al, "Interharmonics in Power Systems",IEEE Interharmoni Task Fore, igré 36.05/IREC 2C02 Voltage Quality Working Group, 12/1/97.
- [44] H. Akagi ,Y. Kanazawa,A.Nabae,"Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. IA-20, No. 3,May/June 1984.
- [45] F.Z.Peng, H. Akagi, A. Nabae "Compensation characteristics of the combined System of Shunt Passive and Serie Ative Filters", IEEE Trans on Inds Applic. 1989
- [46] 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, Jan/Feb. 1990.
- [47] F. -Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A New Approach to Harmic Compensation in Power Systems- A Combined System Shunt Passive and Series Active Filters", IEEE Trans. on Industry Applic. Vol. 26, No.6,Nov./Dec. 1990.
- [48] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmic Compensation in Power Systems – Series Connection of Passive and Active Filters", IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 27, No.6, Nov./Dec. 1991.
- [49] H. Sasaki et T. Machida, « A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, no 5, pp. 2009–2019, Sept. 1971.
- [50] François Defay , « Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif. » these de Doctorat l'Institut National Polytechnique de Toulouse 2008.
- [51] H. Akagi, A. Nabae et S. Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters », IEEE transactions on industry applications, vol. 22, pp. 460–465, 1986.
- [52] H. Akagi, « New trends in active filters for power conditioning », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no 6, pp. 1312–1322, Nov/Dec 1996.
- [53] Patrycjusz Antoniewicz M.Sc. "Predictive Control of Three Phase AC/DC Converters," Ph.D thesis, Warsaw University of Technology, 2009.
- [54] A. A. Nabil , A. Kenji, and S. Masaaki. A New Configuration of Single-Phase Symetrical PWM AC Chopper Voltage Controller. IEEE Trans.Industrial Electronics , 46(5):942–952, 1999.
- [55] S. Barkati, L. Baghlib, E. Berkouk, and M. S. Boucherit. Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms. Electric Power Systems Research, 78(10):1736–1746, 2008.

- [56] M. B. Saied, Q. M. Alias, and A. S. AL-soufy. Intelligent Systems based Selective Harmonic Elimination (SHE) for Single Phase Voltage SOURCE Inverter. *Al-Rafidain Engineering J.*, 16(3):71–80, 2008.
- [57] L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu, and P. Pallyi. Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverters. *IEEE Trans. Industrial Applications*, 36(1):160–170, 2000.
- [58] M. S.A. Dahidah, V. G. Agelidis, and M. V. Rao. Hybrid genetic algorithm approach for selective harmonic control. *Energy Conversion and Management*, 49(2):131–142, 2008.
- [59] V.G. Agelidis, A. I. Balouktsis, and M. S. A. Dahidah. A Five-Level Symmetrically Defined Selective Harmonic Elimination PWM Strategy: Analysis and Experimental Validation. *IEEE Trans. Power electronics*, 23(1):19–26, 2008.
- [60] R. N. Ray, D. Chatterjee, and S. K. Goswami. An application of PSO technique for harmonic elimination in a PWM inverter. *Applied Soft Computing*, 9(4):1315–1320, 2009.
- [61] An Improved PWM Technique for AC Choppers. *IEEE Trans. Power electronics*, 4(4):496–505, 1989.
- [62] **A. Kouzou**, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit, "Improvement of the SHE-PWM AC/AC Choppers Using Heuristic and Evolutionary Algorithms," *Transactions on Systems, Signals & Devices* Vol. 6, No. 2, pp.1-26, Verlag chaker, 2011
- [63] **A. Kouzou**, S. Saadi, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit. The use of the Particle Swarm Optimization for the improvement of the AC/AC choppers output voltage. In 6th Int. Conf. Systems, Signals & Devices, 23-26 March 2009, Djerba, Tunisia.
- [64] **A. Kouzou**, S. Saadi, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit. Voltage quality enhancement of PWM AC Voltage controller using Particle Swarm Optimization. In Int. Conf. Power Engineering, Energy and Electrical Int. Conf. Power Engineering, Energy and Electrical Drives POWERENG'09., Drives. Lisbon, Systems, Signals & Decision, Lisbon, Portugal, 18-20 March 2009 Page(s):309 - 314.
- [65] **A. Kouzou**, S. Saadi, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit. Particle Swarm Optimization applied for the improvement of the PWM AC/AC choppers voltage. In Int. Conf. Compatibility and Power & Electronics, CPE '09. 20-22 May 2009 Page(s):146 – 152, Badajoz, Spain, May 2009.
- [66] **A. Kouzou**, S. Saadi, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit, " The Application of the Particle Swarm Optimization with SHE-PWM for the Improvement of the Multilevel Inverter Output Voltage," 7th International conference on Systems, Signals and Devices, SSD '10. 27-30 June 2010, Amman, Jordan.
- [67] **A. Kouzou**, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit, "A New SHE-PWM Method Applied for Diode-Clamped Multilevel Inverter Using Particle Swarm Optimization," ISHC5-Sidi Fredj, Algiers - May the 23rd to 25th, 2010
- [68] **A. Kouzou**, S. Peter, M. O. Mahmoudi and M. S. Boucherit, R; Kennel "The Application of the SHE-PWM based on particle Swarm optimization for the improvement of the Cascaded H-Bridges inverter output voltage," EPE2011, 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 30 August-1 September, Birmingham, UK.
- [69] **A. Kouzou**, Abu Rub H, Sk Moin Ahmed, Mahmoudi M.O, Boucherit M.S, Kennel R, "Selective Harmonics Elimination for A Three-Level Diode Clamped Five-Phase Inverter Based on Particle Swarm Optimization," IECON 2011, 7-10 Nov, Melbourne, Australia.

- [70] L. Gyugyi, Otto, R. A.; Putman, T. H, "Principles and Applications of Static, Thyristor-Controlled Shunt compensator" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No. 5, pp. 1935-1945. Sept/Oct 1978
- [71] H.Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa. M. Mimoura, "Active Power Filter", IPEC'83-Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan, 1983, pp. 981-992.
- [72] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, "Active Filter for Reactive Power and Harmonics Compensation", IEEE-PESC'86 – Power Electronics Spec.Conf., 86CH2310-1, pp.321-330.
- [73] Y. Hayashi, N. Sato, K. Takahashi, "A Novel Control of a Current-Source Active Filter for ac Power System Harmonic Compensation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, no.2, Mar./Apr. 1991, pp. 380-385.
- [74] M. Kohata, T. Shiota, S. Atoh, "Compensator for Harmonics and Reactive Power Using Static Induction Thyristors," EPE'87 – Eur. Conf Power Electronics Appl., Genoble, France, 1987, pp. 1265-1270.
- [75] S.-Y. Choe, K. Heumann, "Harmonic Current Compensation Using Three-Phase current source converter", EPE'91 – Eur. Conf. Power Electronics Appl., vol.3, Firenze, Italy, 1991, pp. 3.006–3.011.
- [76] I. Takahashi, A. Nabae, "Universal Power Distortion Compensator of Line Commutated Thyristor Converter", in Proc. IEEE Ind. Appl. Ann. Meeting, 1980, pp. 858-864.
- [77] Mauricio Aredes, "Active Power Line Conditioners", Thèse de doctorat, Technische universtat Berlin ,D83, 11 Marz 1996.
- [78] H. Akagi, "Trends in Active Power Line conditioners", IEEE, Vol. 9, No. 3, May 1994.
- [79] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier, 1994
- [80] M.Lindgren, "Modeling and control of voltage Source converters connected to the Grid converter", PHD Thèse ,chalmers university of technology, Gothenburg, Sweden, September 1998.
- [81] M.Lindgren, "Filtering and Control of a Grid-Connected voltage source converter", Licentiate's thesis, chalmers university of technology, Gothenburg, Sweden, September 1996.
- [82] Martin Bojrup " Advanced Control of Active Filters in a Battery Charger Application", Ph.D. Thesis, Dept, IEA, LTH, Sweden, 1999.
- [83] V. Blasko, V. Kaura. " A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of Three phase Voltage Source Inverter", IEEE Trans. On Ind. Application. Vol. 33. No. 2. 1997. pp. 542-550.
- [84] Abdelhamid HAMADI, « Contribution a l'étude des filtres hybrides de puissance utilises pour ameliorer la qualite de l'energie dans les reseaux electrique de distribution », Thèse de l'Ecole de Technologie Superieure , Universite du Quebec, 14 Septembre 2010.
- [85] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, « Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced », EPE-PEMC 2000, Konic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, September 2000.
- [86] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized theory of the Instantaneous Reactive Power in three-Phase Circuits", IPEC'83 International Power Electronics Conference, Tokyo, Japan, pp. 1375-1386, 1983
- [87] H. Akagi, A. Nabae, "The p-q Theory in Three-Phase Systems under Non Sinusoidal Conditions", ETEP, Vol. 3, No. 1, Jan/Feb. 1993

- [88] E.H.Watanabe, R. M. Stephan, M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 8, N°. 2, Apr. 1993, pp.697-703.
- [89] M. Aredes, E.H.Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three phase Four wire Active Power Filter", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.10, N°. 3, , pp.1649-1656. July. 1995
- [90] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning," IEEE press series on Power engineering, Willey-interscience , A John wiley & Sons, INC., Puplication,2007. ISBN 978-0-470-10761-4.
- [91] M. Aredes, K. Heumann, E.H.Watanabe, J. Hafner, "A Three phase Four wire Active Power Filter Using six IGBTs", COBEP'95- Brazilian Conf. Power Electronics, Sao Paulo, Brazil, De. 1995.
- [92] **A. Kouzou.** B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit " Shunt Active Power filter Apparent Power For Design Process". SPEEDAM 2008. Ischia , Italy. pp. 1402-1408.
- [93] **A. Kouzou.** B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit, " Apparent Power Ratio of the Shunt Active Power Filter", EPE , Boznan, Poland. 1-3 September, 2008.
- [94] **Kouzou, A.**, M.O. Mahmoudi and M.S. Boucherit, " 2010. Apparent power ratio of the shunt active power filter under balanced power system voltages.. A. Journal of Applied Sci., vol. 3, pp: 363-382. 2010.
- [95] **Kouzou, A.**, M.O. Mahmoudi and M.S. Boucherit, " Evaluation of the Shunt Active Power Filter apparent power ratio using particle swarm optimization," J. Archives of control Science., vol. 20, no. 1, pp: 47-76, 2010.
- [96] IEEE Std. 1459-2000, Jun. 21, 2000.
- [97] Rens, A.P.J.; Swart, P.H, "Investigating the validity of the Czarnecki three phase power definitions," IEEE AFRICON. 6th Africon Conference in Africa, vol.2, pp. 815 - 821 2002.
- [98] A. E. Emanuel, "Reflections on the effective voltage concept," in Proc. 6th Int. Workshop on Power Definitions, Milano, Italy, Oct. 2003, pp.1-7.
- [99] A. E. Emanuel, "IEEE Standard 1459: Questions and Future Direction -- Quo Vadis?," IEEE General Meeting on Power Engineering Society, vol, 3, 2003
- [100] D. L. Milanez, A. E. Emanuel, "The Instantaneous-Space-Phasor a Powerful Diagnosis Tool," IEEE Tansaction on Instrumentation and Mesurement, vol. 52, no. 1, pp. 143-148, February 2003.
- [101] J. L.Willems," Reflections on Apparent Power and Power Factor in Nonsinusoidal and Polyphase Situations," IEEE Tansaction on Power delivery, vol. 19, no. 2, pp, 885-840, April 2004.
- [102] L.S.Czarnecki, "On Some Misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory," IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 19, No. 3, May 2004
- [103] Antonio Cataliotti, Valentina Cosentino, Salvatore Nuccio, "A time domain approach for IEEE Std 1459-2000 powers measurement in distorted and unbalanced power systems," Technology Confrcncnc on Instrumentation and Mcasurcmcnl, Como. Italy, 18-20 May, 2004
- [104] A. E. Emanuel, "Poynting Vector and the Physical Meaning of Nonactive Powers," Technology Confrcncnc on Instrumentation and Mcasurcmcnl, Como. Italy, 18-20 May, May, 2004
- [105] A. E. Emanuel, D. L. Milanez, "Clarke's Alpha, Beta and Zero Components: A Possible Approach for the Conceptual Design of Instrumentation Compatible with IEEE Std. 1459-2000," Technology Confrcncnc on Instrumentation and Mcasurcmcnl, Como. Italy, 18-20 May, 2004

- [106] A. E. Emanuel, "Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol. 40, No. 3, May /June 2004
- [107] A. E. Emanuel, "Some Challenges for the IEEE Standard 1459," *General meeting Power Engineering Society*, vol. 3, pp. 2319 – 2320, 2005.
- [108] J. L.Willems, J. A. Ghijselen, and A. E. Emanuel, "The apparent power concept and the IEEE standard 1459-2000," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 2, part1, pp. 876–884, Apr. 2005.
- [109] J. L.Willems, J. A. Ghijselen, and A. E. Emanuel, "The Addendum to the apparent power concept and the IEEE standard 1459-2000," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 2,Part1, pp. 885–886, Apr. 2005.
- [110] J. L.Willems, J. A. Ghijselen, "Apparent Power and Power Factor Concepts in Unbalanced and Nonsinusoidal Situations " *IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003
- [111] L.S.Czarnecki, "Could Power Properties of Three-Phase Systems Be Described in Terms of the Poynting Vector?," *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol. 21, No. 1, January 2006
- [112] Pajic, S. Emanuel, A.E. , "Modern Apparent Power definitions: Theoretical Versus Practical Approach-The General case" *IEEE transactions on power Delivery*, Vol.21,No.4 ,October 2006.
- [113] Pajic, S. Emanuel, A.E. , "A comparison among apparent power definitions", *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 18-22 June 2006.
- [114] Alberto Pigazo, Víctor M. Moreno, " Accurate and Computationally Efficient Implementation of the IEEE 1459-2000 Standard in Three-Phase Three-Wire Power Systems " *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 2, pp. 752–757, Apr. 2007.
- [115] Alberto Pigazo, Víctor M. Moreno, "On the Definition of Power in an Electrical System " *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 2, pp. 1100–1107, Apr. 2007.
- [116] A. E. Emanuel, " The Randomness Power: An Other New Quantity to be Considered ," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 3, pp. 1304–1308, July. 2007.
- [117] L.S.Czarnecki, "Currents' Physical Components (CPC) Concept: a Fundamental of Power Theory," *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, Poland. 2008
- [118] A. Cataliotti, V. Consentino, and S. Nuccio, "Static Meters for the Reactive Energy in the Presence of Harmonics: An Experimental Metrological Characterization," *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*,Vol. 58, 2574-2579, August 2009.
- [119] J. L.Willems,"Theories for Singlephase and Three-phase Voltages and Currents," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, pp. 37–44, Oct. 2010.
- [120] Group of work IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000), "Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," pp. 1-40, 2010.
- [121] J. L. Willems, " The IEEE Standard 1459: What and Why? ", *IEEE International Workshop on Applied Measurements For Power Systems (AMPS)*,pp, 41-46, 2010
- [122] A. E. Emanuel, "An introduction to the concept of Randomness Power," *14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2010
- [123] Special AIEE joint committe, "Power factor in poly-phase circuits," *AIEE*, vol. 39, pp. 1449–1520, Jul. 1, 1920.
- [124] S. Fryze, "Wirk-, Blind- und Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nichtsinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung," *Elektrotechnische Zeitschrift*, vol. 25, pp. 569–599, Jun. 1932.
- [125] F. Buchholz, *Das Begriffssystem Rechteistung, Wirkleistung, totale Blindleistung*. München, Germany: Selbstverlag, 1950.
- [126] L.S. M. Deppenbrock, Czarnecki, "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion power and Why It Should be Abandoned," *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, Vol. 36, 834-837, September 1987.

- [127] L.S.Czarnecki, "Powers in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis, and Measurement," IEEE Transactions on Instrumentation And Measurement. vol 39, no 2. April 1990
- [128] A. E. Emanuel, "Power in nonsinusoidal situations : A review of Definitions and Physical Meaning," IEEE Trans. Power Del., vol. 5, no. 3, pp. 1377–1389, July. 1990.
- [129] L.S.Czarnecki, "Scattered and Reactive Current, Voltage, and Power in Circuits with Nonlinear Waveforms and Their Compensation," IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol. 40, 563-567, September 1991.
- [130] P. F. Filipiński, "Polyphase apparent Power and Power factor under distorted Waveform conditions," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 3, pp: 1161 - 1165 July 1991.
- [131] L.S.Czarnecki, "Distortion power in systems with nonsinusoidal voltage," Electric Power Applications, IEE Proceedings B, vol.139, no. 3, pp. 276-280, 1992
- [132] P. F. Filipiński, P. W. Labaj, "Evaluation of Reactive Power Meters in the Presence of high harmonic distortion," IEEE Trans. Power Del., vol. 7, no. 4, pp. 1793–1798, October. 1992.
- [133] A. E. Emanuel, " Introduction to IEEE Trial-Use Standard 1459-2000 ," IEEE Trans. Power Del., vol. 7, no. 4, pp. 1425–1427, October. 1992.
- [134] A. E. Emanuel, " IEEE Standard 1459: A Long Overdue Document ," IEEE Trans. Power Del., vol. 7, no. 4, pp. 58–65, October. 1992.
- [135] M. Depenbrock, "Some remarks to active and fictitious power in polyphase and single-phase systems," European Transactions on Electrical Power Volume 3, Issue 1 , Pages15 – 19, 1993
- [136] A. E. Emanuel, "On the definition of power factor and apparent power in unbalanced polyphase circuits with sinusoidal voltage and currents," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 8, no. 3, pp. 841–852, Jul. 1993.
- [137] P. S. Filipiński, "Apparent power—a misleading quantity in the nonsinusoidal power theory: are all nonsinusoidal power theories doomed to fail?," Eur. Trans. Electrical Power (ETEP), vol. 3, pp. 21–26, 1993.
- [138] P. F. Filipiński, Y. Baghzouz, M. D. Cox, "Discussion of power definitions Contained in the IEEE dictionary," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 3, July 1994.
- [139] IEEE Working Group on Nonsinusoidal situations, "Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads : A Discussion," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 1, January 1996
- [140] A. E. Emanuel, "True and false Energy Saving Devices," IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 33, No. 6, pp. 1439-1443, 1997
- [141] A. E. Emanuel, "Apparent Power: Components and Physical Interpretation," Proceedings. 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power, pp. 1-13, 1998.
- [142] A. E. Emanuel, "The Buchholz-Goodhue apparent power definition: The Practical Approach for nonsinusoidal and Unbalanced systems," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 2, April 1998
- [143] A. E. Emanuel, "Apparent Power Definitions for three Phase systems," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 3, July 1999
- [144] L. S. Czarnecki, "Energy flow and power phenomena in electrical circuits: illusions and reality," Elect. Eng., vol. 82, pp. 119–126, 2000.
- [145] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y. A. Chapuis, "Energetic Study of a Series active power conditioner compensating voltage dips, unbalanced voltage and voltage harmonics," IEEE-IPE-2000 Aapulo, Mexico, p. 80-86, October 2000.
- [146] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y. A. hapuis, "Control and analysis of Series and shunt active power filters with SABER," IPEC , Tokyo, Japan, pp. 1467_1472, April 2000.
- [147] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai, and G. Joos, "A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 3, pp. 674–684, Mar. 2009.
- [148] D. Jovcic, "Phase locked loop system for FACTS," IEEE Trans. Power Syst., vol. 18, no. 3, pp. 1116–1124, Aug. 2003.

- [149] S. Shinnaka, "A robust single-phase PLL system with stable and fast tracking," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 2, pp. 624–633, Mar./Apr. 2008.
- [150] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007.
- [151] G.-C. Hsieh and J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques. A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 6, pp. 609–615, Dec. 1996.
- [152] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A new phase-locked loop (PLL) system," in *Proc. 44th IEEE MWSCAS*, 2001, vol. 2, pp. 421–424.
- [153] D. R. Costa, L. G. B. Rolim, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronism circuit-PLL circuit," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 2003, vol. 1, pp. 292–297.
- [154] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec. 2006.
- [155] M. A. Perez, J. R. Espinoza, L. A. Moran, M. A. Torres, and E. A. Araya, "A robust phase-locked loop algorithm to synchronize static-power converters with polluted AC systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2185–2192, May 2008.
- [156] A. M. Salamah, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Three-phase phaselock loop for distorted utilities," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 6, pp. 937–945, Nov. 2007.
- [157] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, Jan./Feb. 1997.
- [158] Liccardo, F.; Marino, P.; Raimondo, G., "Robust and Fast Three-Phase PLL Tracking System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58 ,N. 1, pp: 221 – 231,2011.
- [159] **A. Kouzou**, B.S . Khaldi, I. Habi « Application of The pq Theory with Shunt Active Power Filter Under unbalanced and/or distorted Power System Voltages » Conférence Internationale ELECOM'04, Centre Universitaire de Saida, 4-5 Mai 2004.
- [160] **A. Kouzou**, I. Habi, «Application of the p-q Theory in Specific Operations with Shunt Active Power Filter » Conference Internationale, ICEEE, Laghouat, Avril 2004.
- [161] I Vechiu, Octavian Curea, Haritz Camblong, "Transient Operation of a Four-Leg Inverter for Autonomous Applications With Unbalanced Load," *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 25, No. 2, Feb 2010
- [162] L. Yunwei, D. M. Vilathgamuwa, and L. P. Chiang, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 1707–1719, Nov./Dec. 2005.
- [163] T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, and T. Funabashi, "A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 20, no. 2, pp. 406–414, Jun. 2005.
- [164] M. N. Marwali, D. Min, and A. Keyhani, "Robust stability analysis of voltage and current control for distributed generation systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 516–526, Jun. 2006.
- [165] I. Vechiu, H. Camblong, G. Tapia, B. Dakyo, and O. Curea, "Control of a four-leg inverter for hybrid power system applications with unbalanced load," *Energy Convers. Manage.*, vol. 48, no. 7, pp. 2119–2128, Jul. 2007
- [166] Jing L., F. Zhuo, X. Wang, L. Wang, N. Song, "A Grid-connected PV system with power quality improvement based on boost dual-Level four-Leg Inverter," *IPEMC*, pp.436-440,2009
- [167] Said El-babari, W. Hofmann, " Digital Control of a Four Leg Inverter for Standalone Photovoltaic systems with Unbalanced Load", in *Proc. 26th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2000 (IECON)*, Oct., vol. 1, pp. 729–734.
- [168] Joon-Hwan Lee, Seung-Hwan Lee, Seung-Ki Sul, "Variable-Speed Engine Generator With Supercapacitor: Isolated Power Generation System and Fuel Efficiency" *IEEE Trans on Ind. Appl.* Vol. 45, No. 6, Nov/Dec 2009.

- [169] Vinod Khadkikar, Member, IEEE, and Ambrish Chandra, Senior Member, IEEE, "A Novel Structure for Three-Phase Four-Wire distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPOC)," *IEEE Trans on Ind. Appl.* Vol. 45, No. 5, Sep/Oct 2009
- [170] Y. W. Li, D. M. Vilathgamuwa and P. C. Loh, "Micro-Grid Power Quality Enhancement Using A Three-Phase Four-Wire Grid-interfacing compensator," *IAS*, pp:1439-1446, 2004
- [171] Bhim Singh, A. Adya, A.P. Mittal and J.R.P Gupta, "Modeling and Control of DSTATCOM for Three-Phase, Four-Wire Distribution Systems," *IAS 2005*, pp: 2428-2434, 2005
- [172] Egon Ortjohann¹, Arturo Arias¹, Danny Morton², Alaa Mohd¹, Nedzad Hamsic¹, Osama Omari³, "Grid-Forming Three-phase Inverters for Unbalanced Loads in Hybrid Power Systems,"
- [173] Juming Chen, Feng Liu, and Shengwei Mei, Member, IEEE, "Passivity-based H^∞ Control for APF in Three-phase Four-wire Distribution Power Systems," 2006
- [174] C. A. Quinn and N. Mohan, "Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads," in *Proc. IEEE-APEC'93 Conf.*, 1993, pp. 841–846.
- [175] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, "Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 269–274, May 1994.
- [176] S.-J. Lee and S.-K. Sul, "A new series voltage compensator scheme for the unbalanced utility conditions," in *Proc. EPE'01*, 2001.
- [177] D. Shen and P. W. Lehn, "Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters," in *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 149, July 2002, pp. 268–274.
- [178] Zhihong Ye; Boroyevich, D.; Kun Xing; Lee, F.C.; Changrong Liu "Active common-mode filter for inverter power supplies with unbalanced and nonlinear load" Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, Vol., pp. 1858-1863, 3-7 Oct. 1999.
- [179] A. Julian, R. Cuzner, G. Oriti, and T. Lipo, "Active filtering for common mode conducted EMI reduction in voltage source inverters " *Applied Power Electronics Conference APEC 98*, Anaheim, CA, 1998, pp. 934–939.
- [180] Z. Lin, L. Mei, Z. Luowei, Z. Xiaojun, and Y. Yilin, "Application of a fourleg ASVG based on 3D SVPWM in compensating the harmful currents of unbalanced system," in *Proc. IEEE Power Syst. Technol.*, 2002, vol. 2, pp. 1045–1050.
- [181] P. Lohia, M. K. Mishra, K. Karthikeyan, and K. Vasudevan, "A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced and nonlinear load," *Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1935–1944, Jul. 2008.
- [182] A. Nava-Segura, G. Mino-Aguilar, "Four-Branches-Inverter-Based-Active-Filter for Unbalanced 3-Phase 4-Wires Electrical Distribution Systems", *IEEE Industry Applications Conference (IAS)*, pp. 2503-2508, 2000.
- [183] P. Rodriguez, R. Pindado, J. Bergas, "Alternative Topology For Three-Phase Four-Wire PWM Converters Applied to a Shunt Active Power Filter", *IEEE Proceedings of Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 2939-2944, 2002.
- [184] N. Mendalek, "Modeling and Control of Three-Phase Four-Leg Split-Capacitor Shunt Active Power Filter," *ACTEA '09. International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications*, pp. 121-126. July 15-17, 2009 Zouk Mosbeh, Lebanon.
- [185] Seyed Hossein Hosseini, Tohid Nouri² and Mehran Sabahi, "A Novel Hybrid Active Filter for Power Quality Improvement and Neutral Current Cancellation," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2009*, pp. 1-244 - 1-248, 2009.
- [186] Valdez, A.A.; Escobar, G.; Torres-Olguin, R.E, "A novel model-based controller for a three-phase four-wire shunt active filter," *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06*.
- [187] M. Aredes, K. Heumann, J. Hafner, "A Three-phase Four-Wire Shunt Active Filter Employing a Conventional Three-Leg Converter", *European Power Electronics Journal*, Vol. 6, no 3-4, pp 54-59, December, 1996.

- [188] Verdelho P., Marques G., "A Neutral Current Electronic Compensator", Industrial Electronics Conference, 1998.
- [189] Verdelho P., Marques G., "Four Wire Active Power Filter Control Circuit with Phase Locked Loop Phase Angle Determination", Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998.
- [190] Patidar, R.D.; Singh, S.P, "Harmonic, Reactive and Neutral Currents Compensation and Load Balancing in 3P4W Distribution Systems" International Conference on Computer Engineering and Technology. ICCET '09.Vol. 2, pp. 512 – 516, 2009.
- [191] Marthinus G. F. Gous, Hendrik. J. Beukes, " Sliding Mode Control for a Three-phase Shunt Active Power Filter Utilizing a Four-Leg Voltage Source Inverter," 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference
- [192] Qunjing Wang, Qing Zhang, Guoli Li, Xing Qi , Cungang Hu , Jun Liu, "Research on an Improved Hybrid Current Control Method for APF Based on Four-Leg Voltage-Source Inverters,"
- [193] Vincent George, Student Member, IEEE, and Mahesh K. Mishra, "Design and Analysis of User-Defined Constant Switching Frequency Current Control based Four Leg DSTATCOM," ICSET 2008
- [194] Renzhong Shan, Zhongdong Yin, Xiangning Xiao, Chengxing Dai, "A Novel Hybrid Dynamic Reactive Power compensator,"
- [195] J. G. Pinto, Pedro Neves, D. Gonçalves, João L. Afonso, "Field Results on Developed Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filters," pp:480-485
- [196] R. Pregitzer, J. G. Pinto, Luís F.C. Monteiro, João L. Afonso, "Shunt Active Power Filter with Dynamic Output Current Limitation," pp:1021-1026,2007
- [197] Sachin Hirve, Kishore Chatterjee, and B. G. Fernandes, "VAr Compensation and Elimination of Harmonics in Three-phase Four-Wire System Based on Unified Constant-frequency Integration Control," 2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power,pp. 647-651. 2004
- [198] P. NIKHIL,Kumar Mishra MAHESH, " Minimization of Switching Frequency using Dynamic Sector Detection for a Three-Phase Four-Leg VSI Topology to Compensate Nonlinear Load under Unbalanced and Distorted Supply Voltages" 2009 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications,
- [199] H. Camblong, I. Vechiu and O. Curea, "An Innovative VSI Controller for the Generation of Balanced Voltage in Spite of the Presence of Unbalanced Loads," Proceedings of the 2007 American Control Conference Marriott Marquis Hotel at Times Square New York City, USA, July 11-13, pp. 4756-4761. 2007
- [200] N. Mendalek, K. Al-Haddad, H. Y. Kanaan G. Hassoun, "Sliding Mode Control of Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter," pp. 4362-4367.2008
- [201] Ning-Yi Dai, Student, Man-Chung Wong, Ying-Duo Han, "Application of a Three-level NPC Inverter as a Three-Phase Four-Wire Power Quality Compensator by Generalized 3DSVM," IEEE On power Electronics, Vol. 21, No. 2, March 2006
- [202] Zhaoyu and YanYangguang, "A Three-phase four-line switched Inverter for UPS applications," pp.696-700
- [203] Xiao-pingYang, Yan-xiao Zhang, Yan-ru Zhong, "Three-Phase Four-Wire DSTATCOM based on a Three-Dimensional PWM Algorithm," DRPT, pp. 2061-2066, 6-9 April 2008 Nanjing China
- [204] R.E. Torres-Olguin, G. Escobar, A.A. Valdez, M.F. Martinez-Montejano, "A model-based controller for a three-phase four-leg shunt active filter with homopolar current compensation," pp. 63-68,2008
- [205] Mehmet Ucar, Engin Ozdemir, Murat Kale, "An Analysis of Three-phase Four-Wire Active Power Filter for Harmonic Elimination Reactive Power Compensation and Load Balancing Under Non-Ideal Mains Voltage," 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference,pp. 3089-3094, Aachen, Germany, 2004

- [206] Bhim Singh, Jitendra Solanki, Vishal Verma, " Neural Network Based Control of DSTATCOM with Rating Reduction for Three-Phase Four-Wire System," IEEE PEDS, pp. 920-925, 2005
- [207] Fanliang Deng, Juming chen, Baogeneg Yan, Jiang Zhang, " Nonlinear disturbance Attenuation Control for four-leg VSI-based APF," 2006 International Conference on Power System Technology, 2006
- [208] Xian'wei Wang, Fang Zhuo, Hao Yi, Yan'hui Qiu, Xiang Shen, Guo'chun Xiao, Zhao'an Wang, "Three-phase-four-wire Inverter Used in Large Capacity Programmable Harmonic Current Generator," ,pp. 1295-1300, 2009
- [209] H. Y. Kanaan, A. Hayek, K. Al-Haddad, "Averaged-Model-Based Nonlinear Control of a PWM Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter," ,pp. 1003-1005, 2007
- [210] Fabien Meinguet, Johan Gyselinck, "Control Strategies and Reconfiguration of Four-Leg Inverter PMSM Drives in Case of Single-Phase Open-Circuit Faults," , pp. 299-304, 2009
- [211] Fabien Meinguet*, Eric Semail\$, Iohan Gyselinck, "Enhanced Control of a PMSM Supplied by a Four-Leg Voltage Source Inverter Using the Homopolar Torque," Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, 2008
- [212] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, "A Strategy for Improving Reliability of Motor Drive Systems Using a Four-Leg Three-phase Converter," ,pp. 385-390, 2001
- [213] D. Dujic, M. Jones, "A General PWM Method for a $(2n + 1)$ -Leg Inverter Supplying n Three-Phase Machines," IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 56, No. 10, October 2009
- [214] A. Bouscayrol, S. Siala*, M. Pietrzak-David, B. deFomel, "Four-Legged PWM Inverters feeding two induction motors for Vehicle drive applications," IEEE, Power Electronics and Variable-Speed Drivers, pp. 700-705, 26 - 28 October 1994,
- [215] Tomáš Glasberger, Zdenek Peroutka, "Control of Power Supply Unit for Military Vehicles Based on Four-Leg Three-Phase VSI with Proportional-Resonant Controllers," 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), pp. 1268-1273, 2008
- [216] Desheng Liu Miao Guan Lei Zhang Yong Wang, " Research on the Three-Phase Four-Leg Aeronautical Static Inverter Based on Three-dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates," The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments, (ICEMI), pp. 729-732, 2009
- [217] Zdeněk Peroutka, Tomáš Glasberger and Jan Molnár, "Design of New Diesel-Electric Power Supply Unit for Military Vehicles", 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010, pp. 101-108, 2010
- [218] Jing Li, Fang Zhuo, Jinjun Liu, Xianwei Wang, Bo Wen, Lin Wang, Song Ni, "Study on Unified Control of Grid-connected Generation and Harmonic Compensation in Dual-stage High-capacity PV system," ,pp. 3336-3342, 2009
- [219] Said El-Barbari and W. Hofmann, "Control of a 4 Leg Inverter for Standalone Photovoltaic Systems," ,pp. 348-354, 2001
- [220] Yogesh K. Chauhan, Sanjay K. Jain, and Bhim Singh, "Transient Performance of Three-Phase Four-Wire Stand Alone Supply System with Static Converter Employed for Industrial Loads," 2008
- [221] Salem Fouzey, Said El-Barbari, W. Hofmann, Caner Unsalver, "A new space vector modulation scheme for three phase four wire inverter for standalone photovoltaic systems,"
- [222] C. B. Jacobina, M. B. R. Corrêa, R. F. Pinheiro, E. R. Cabral da Silva, A. M. N. Lima, Arturo Arias, Danny Morton, Alaa Mohd, Nedzad Hamsic, Osama Omari, "Modeling and Control of Unbalanced Three-Phase Systems Containing PWM Converters," , IEEE trans. on Ind. Appl. Vol. 37, No. 6, Nov/Dec 2001
- [223] Manuel A. Perales, M.M. Prats, Ramón Portillo, José L. Mora, José I. León, and Leopoldo G. Franquelo, "Three-Dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates for Four-Leg Voltage Source Converters", IEEE On power Electronics, Vol. 1, No. 4, December 2003.

- [224] M. M. Prats, L. G. Franquelo, J. I. Leon, R. Portillo, E. Galvan and J. M. Carrasco, "A SVM-3D generalized algorithm for multilevel converters". Proc. IEEE IECON'03, 2003. pp. 24-29.
- [225] M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann, "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no. 2, pp. 311–318, Mar. 1997.
- [226] C. J. Zhan, A. Arulampalam, and N. Jenkins, "Four-wire dynamic voltage restorer based on a three-dimensional voltage space vector PWM algorithm," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 4, pp.1093–1102, Jul. 2003.
- [227] R. Faranda and I. Valade, "UPQC compensation strategy and design aimed at reducing losses," in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., Jul. 2002, vol. 4, pp. 1264–1270.
- [228] Jun Liang, Tim C. Green, Chunmei Feng, and George Weiss, "Increasing Voltage Utilization in Split-Link Four-Wire Inverters," IEEE On power Electronics, Vol. 24, No. 6, June 2006
- [229] H. Pinheiro, F. Botterbn, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, "Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: A Unified Approach," ,pp. 23-29,2002
- [230] Ning-Yi Dai, Chi-Seng Lam, Man-Chung Wong , Ying-Duo Han, "Application of 3D Direct PWM in Parallel Power Quality Compensators in Three-phase Four-wire Systems," , pp. 3220-3225,2008
- [231] T.H. Nguyen , Paul K.W. Chan, Y. Shrivastava, S.Y.R. Hui, "A Three-Dimensional Space Vector Modulation Scheme for Three-Level Three-wired Neutral Point Clamped Converters," ,pp. 2307-2314,2005
- [232] Jing Tang, Man-Chung Wong , Yingduo Hun, "Novel Five-Level Inverter PWM Control in 3-Phase 4-Wire System for Power Quality," ,pp. 579-584,2002
- [233] Ning-Yi Dai , Man-Chung Wong, Yin-Duo Han, "Controlling Tri-level Center-Split Power Quality Compensator by 3-Dimensional Space Vector Modulation," , pp. 1692-1697,2003
- [234] Man-Chung Wong, Jing Tang, Ying-Duo Han, "Cylindrical Coordinate Control of Three-Dimensional PWM Technique in Three-Phase Four-Wired Trilevel Inverter," IEEE On power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003
- [235] Ning-Yi Dai,Man-Chung Wong,Ying-Duo Han, "Three-Leg Center-Split Inverter Controlled by 3DSVM under dc Variation," ,pp. 1362-1367
- [236] Salem M. Ali, Marian P. Kazmierkowski, "PWM Voltage and Current Control of Four-Leg VSI," ,pp. 196-201,1998
- [237] Escobar, G., A. A. Valdez, et al., "A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter With Compensation of the Neutral Line Current". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 6, p. 2261-2270.2007
- [238] Grino, R., R. Cardoner, et al., "Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, n° 3, p.1495-1503. 2007
- [239] Ojo, O.; Kshirsagar, P.M. "Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters" IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, pesc 02. vol.1, pp. 238 – 243, 2002.
- [240] Ojo, O.; Kshirsagar, P.M. "Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters" Power Electronics, IEEE Transactions on , Vol. 19, No. 1 , pp. 46 –53, Jan 2004.
- [241] Liu, C., Peng, D., Lai, J., Lee, F.C., Boroyevich, D., Zhang, R. "Fourlegged converter 3-D SVM scheme over-modulation study" Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC Fifteenth Annual IEEE , Vol.1 , pp. 562 -568 , 2000.
- [242] Gan Dong, Olorunfemi Ojo, "Design Issues of Natural Reference Frame Current Regulators with Application to Four Leg onverters", Proc. Of IEEE-PESC '05, pp. 1370-1376.
- [243] Gan Dong, Olorunfemi Ojo, "Current Regulation in Four-Leg Voltage-Source Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54, no 4, Aug. 2007, pp. 2095-2105.
- [244] Fanghua Zhang, Yangguang Yan, "Selective Harmonic Elimination PWM Control Scheme on a Three-Phase Four-Leg Voltage Source Inverter," IEEE On power Electronics, Vol. 24, No. 7, July 2006.

- [245] M. J. Ryan, R. W. De Doncker, and R. D. Lorenz, "Decoupled control of a 4-leg inverter via a new 4×4 transformation matrix," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1999, pp. 187–192.
- [246] Jang-Hwan Kim, Seung-Ki Sul, Prasad N. Enjeti, "A Carrier-Based PWM Method with Optimal Switching Sequence for a Multi-level Four-leg VSI," IAS, pp. 99-105, 2005
- [247] Maxim A. Dybko, Sergey S. Tumaev, Sergey V. Brovanov, "A Power Losses Calculation in a Four-legged Three-level Voltage Source Inverter," 10th Int. Conf and Semi EDM, Section VI, 1-6 July, Erlagol, 2009
- [248] Worrajak Muangjai, Suttichai Premrudeepreechacharn, "Implementation of a Carrier-based Three-dimensional Space Vector PWM Technique for Three-phase Four-leg Voltage Source Converter with Microcontroller," ICIEA, pp. 837-841, 2009
- [249] Praveen Kumar M, Mahesh Kumar Mishra, Sandeep Joseph, "Switching Minimization of Three-phase Four-leg Dynamic Voltage Restorer," 2009
- [250] Salem M. Ali, Marian P. Kazmierkowski, "Current Regulation of Four-Leg PWM-VSI," pp. 1853-1858, 1998
- [251] Verdelho, P.; Marques, G.D, "A current control system based in $\alpha\beta 0$ variables for a four-leg PWM voltage converter," Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Vol. 3, pp. 1847 – 1852.
- [252] Reza Nasiri, Student, Ahmad Radan, "Pole-Placement Control Strategy for 4-Leg Voltage-Source Inverters," 1st Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference, pp. 74-79, 2010
- [253] V. Yaramasu, J. Rodriguez, B. Wu, M. Rivera, A. Wilson and C. Rojas, "A Simple and Effective Solution for Superior Performance in Two-Level Four-Leg Voltage Source Inverters: Predictive Voltage Control,"
- [254] Nikhil P, Mahesh K. Mishra, "Dynamic Hysteresis Current Control to Minimize Switching for Three-Phase Four-Leg VSI Topology to Compensate Nonlinear Load," IEEE On power Electronics, Vol. 25, No. 8, August 2010
- [255] N.V. Nho and M.J. Youn, "Carrier PWM algorithm with optimised switching loss for three-phase four-leg multilevel inverters," Electronics Letters Vol. 41 No. 1, 6th January 2005
- [256] Salvador Ceballos, Josep Pou, Jordi Zaragoza, José L. Martín, Eider Robles, Igor Gabiola, Pedro Ibáñez, "Efficient Modulation Technique for a Four-Leg Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Inverter," IEEE Trans. On Ind. Electr. Vol. 55, No.3, March 2008
- [257] O´scar Lo´pez, Jacobo A´lvarez, Jesu´s Doval-Gandoy, Francisco Freijedo, Alfonso Lago and Carlos M. Pen˜alver, "Four-Dimensional Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Four-Leg Converters," 2008
- [258] Fernando Botteron, Robinson F. de Camargo, Humberto Pinheiro Hilton A. Grindling, Jose R. Pinheiro and Helio L. Hey, "On the Space Vector Modulation and Limiting Algorithms for Three-phase Four-Leg Voltage Source Inverter in abc Coordinates," , pp. 12-17, 2002
- [259] Rui Wu, Donghua chen, shaojun xie, " A Three-dimensional Space Vector Modulation Algorithm in A-B-C Coordinate Implementation By FPGA", pp. 1017-1075, 2005
- [260] Man.Wong, J.Tang and Y.Han "Three-Dimensional Pulse-Width Modulation Technique in Three-level Power Inverters for Three-Phase Four-Wired System", IEEE Trans. on Power Electronics, 16(3), pp.418 -427, May 2001.
- [261] **A.Kouzou**, Mahmoudi M.O, Boucherit. M.S, "Comparative Study of the SVPWM 3D Algorithms Used for four-leg inverters", SSD09, 6th International Multi-Conference on Systems, signals and Devices. Djerba Tunisia. 23-26 March 2009.
- [262] Richard Zhang, V. Himamshu Prasad, Dushan Boroyevich and Fred C. Lee, "Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters", IEEE Trans; on Power Electronics, Vol. 17, No; 3, p. 314-326. may 2002
- [263] R. Zhang, D. Boroyevich, H. Prasad, H. Mao, F. C. Lee, and S. Dubovsky, "A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation," in Proc. IEEE-APEC'97 Conf., 1997, pp. 857–863.

- [264] R. Zhang, H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Analysis and design of a three-phase inverter with a neutral leg," in Proc. EPE'97 Conf., 1997, pp. 1.170–1.175.
- [265] H. Prasad, D. Boroyevich, and R. Zhang, "Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg inverter," in Proc. IEEEAPEC' 97 Conf., 1997, pp. 864–871.
- [266] E. Ortjohann, A. Mohd, N. Hamsic, A. Al-Daib, M. Lingemann, " three-Dementional Space Vector Modulation Algorithm for Three-leg Four Wire voltage source Inverters," POWERENG, pp. 605-610, April 12-14, 2007, Setubal, Portugal.
- [267] M. G. Villala, E. Ruppert F, « 3-D Space vector PWM for Three-leg four-wire Source Inverter," 35th annual IEEE Power electronics Specialists conference, pp. 3946-3951, Aachen, Germany, 2004
- [268] E. Ortjohann, A. Mohd, N. Hamsic, M. Lingemann, W. Sinsukthavorn, D. Morton, "A Novel Space Vector Modulation Control Strategy for Three-leg Four-Wire Voltage Source Inverters,"
- [269] Xiangsheng Li, Zhiquan Deng, Zhida Chen, and Qingzhao Fei, "Analysis and Simplification of Three-dimensional Space Vector PWM for Three-phase Four-leg Inverters,"
- [270] **Kouzou A**, Mahmoudi M:O, Boucherit M.S, "A new 3D-SVPWM algorithm for Four-leg Inverters," IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09. pp. 1674 – 1681, May 2009. Miami, Florida, USA
- [271] Elmitwally, A., S. Abdelkader, et al., "Neural network controlled three-phase fourwire shunt active power filter". Generation, IEE Proceedings on Transmission and Distribution, vol. 147, n° 2, p. 87-92. 2000
- [272] Hirve, S., K. Chatterjee, et al., "PLL-Less Active Power Filter Based on One-Cycle Control for Compensating Unbalanced Loads in Three-Phase Four-Wire System". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n° 4, p. 2457-2465. 2007
- [273] Pal, Y., A. Swarup, et al., "A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement". Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference (POWERCON), p. 1 - 8. 2008
- [274] Sawant, R. R. and M. C. Chandorkar., "A Multifunctional Four-Leg Grid-Connected Compensator". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, n° 1, p. 249-259. 2009
- [275] **Kouzou A**, Mahmoudi M:O, Boucherit M.S, "The Space Vector Modulation PWM Control Methods Applied on Four Leg Inverters," Chapter 12, Electric Machines and Drives, InTech, ISBN 978-953-307-548-8, Edition February 2011.
- [276] **Kouzou A**, Abu-Rub H, Mahmoudi M:O, Boucherit M.S, "Four Wire Shunt Active Power Filter based on Four-Leg Inverter," ACEMP 2011, 08-10 September , Istambut, Turkey.
- [277] R. D. Roper and P. J. Leedham, "A review of the causes and effects of distribution system three-phase unbalance", LEE Conference Publication No. 110. 1974, pp. 83-88.
- [278] L. Pierrat, Y. J. Wang and R. Feuillet, "Analytical study of uncharacteristic harmonics resulting from addc converter," 4th Intemational Conference on Harmonics in Power System (ICHPS-TV), Budapest, Hungary, October 4-6 1990, pp.481487.
- [279] Y. J. Wan & L. Pierrat and R. Feuillet, "An analytical method for predicting current harmonics produced by an addc converter under unbalanced supply voltage," European Transactions on Electrical Power Engineering, Vol. 2, No. 4, July/August 1992, pp. 237-244.
- [280] M. H. El-Maghraby, R. H. Thejel and M. M. Ibrahim, 'New Approach for the Analysis of a Three-phase Induction Motor of Different Ratings Connected to a Single-phase Supply', IEE
- [281] S. E. M. De Oliveira, "Operation of Three-phase Induction Motors Connected to One-phase Supply," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, No. 4, December 1990, pp. 713-718.
- [282] I. A. M. Abdel-Halim, M. M. Salama and H. G. Hamed, "Performance of a Three-phase Induction Motor Fed from a Non-ideal Single-phase Supply," European Transactions on Electrical Power Engineering, Vol. 5, No. 3, May/June 1995, pp.215-220

- [283] Souto CN, De Oliveira JC, Ribeiro Pf, Neto LM. "Power quality impact on performance and associated costs of three-phase induction motors", *Proceeding Harmonis and Quality of power 1998*, Vol. 2, 791-797.
- [284] K. Lee, G. Venkataramanan, and T. M. Jahns, "Source current harmonic analysis of adjustable-speed drives under input voltage unbalance and sag conditions," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 21, no. 2, pp. 567-576, April, 2006
- [285] K. Lee, T. M. Jahns, G. Venkataramanan, and W. E. Berkopec, "DC bus electrolytic capacitor stress in adjustable-speed drives under input voltage unbalance and sag conditions," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 43, pp. 495-504, Mar./Apr. 2007.
- [286] K. Lee, T. M. Jahns, W. E. Berkopec, and T. A. Lipo, "Closed form analysis of adjustable-speed drive performance under input voltage unbalance and sag conditions," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 733-741, May/June, 2006.
- [287] Lee C Y, Chen B K, Lee W J, Hsu YF. "Effets of Various unbalanced voltages on the operation performance of an induction motor under the same voltage unbalance factor condition". Annual Meeting, IEEE 1997: 51-59.
- [288] G. Alarcon, C. Nunez, V. Cardenas, M. Olivier, " Design and implementation of a 3-phase series active filter to compensate voltage disturbance", *CIEP-2000*, October 2000, Acapulco, Mexico, P. 93-98.
- [289] A.J. Visser, T. Mouton, J.H.R. Enslin, " Directed-coupled cascaded multilevel sag compensator", *IEEE 31st annual power electronics specialists conference*, 18-23 June 2000 Galway, Ireland.
- [290] Jan Svensson, a. Sannino, "Active Filtering of Supply Voltage with Series-Connected Voltage Source Inverter," *EPE 2001 Graz*.
- [291] T. H. Chen, "Comparison of Scott and Le Blanc transformers for supplying unbalanced electric railway demands," *Electric Power Systems Research*, Vol. 28, 1994, pp. 235-240.
- [292] Y. J. Wang, Ming-Jer Yang, " Probabilistic Modeling of Three-phase Voltage Unbalance Caused by Load Fluctuations", *Power Engineering Society Winter Meeting*, 2000. IEEE Vol. 4, 23-27 Jan. 2000 pp:2588 – 2593.
- [293] **A. Kouzou**. B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit " Shunt Active Power filter Apparent Power For Design Process" *SPEEDAM 2008*. Ischia , Italy. pp. 1402-1408.
- [294] **A. Kouzou**. B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit "The Effect of the Zero Sequence Component on the Evaluation of the Series APF Apparent Power " *ICEEE 2008*. Okinawa , Japan. 6-7 July.
- [295] **A. Kouzou**. B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit "Apparent Power Evaluation of Series Active Power Filter with Recent Definitions" *IEEE SSD'08 2008*. Amman , Jordan. 20-23 July.
- [296] **A. Kouzou**. B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit, " Apparent Power Ratio of the Shunt Active Power Filter", *EPE* , Boznan, Poland. 1-3 September, 2008.
- [297] IEEE Std. 1459 – 2000, "Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal Balanced or Unbalanced Conditions," , Trial-Use June 2000, Full-Use August 2002.
- [298] M. Depenbrock, "Quantities of multiterminals circuit determined on the basic of Kirchoff's laws," *European Transaction on electrical Power (ETREP*, vol.8, 1998 pp.249-257.
- [299] IEEE standard 100-1992, *Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms*, 5th Edition
- [300] Slobodan Pajic´, A. E. Emanuel, " Effect of Neutral Path Power Losses on the Apparent Power Definitions: A Preliminary Study", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 24, N° 2, April (2009) 517-523.
- [301] **A. Kouzou**. B.S. Khaldi. M.O. Mahmoudi. M.S. Boucherit "The Effect of the Zero Sequence Component on the Evaluation of the Series APF Apparent Power " *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, Vol. 4, n. 6, pp. 1357-1366, 2009.