



**HAL**  
open science

# Commande de filtres actifs parallèles sur un réseau fortement perturbé

Antoine Hanna Nohra

► **To cite this version:**

Antoine Hanna Nohra. Commande de filtres actifs parallèles sur un réseau fortement perturbé. Autre. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT; Université Saint-Joseph (Beyrouth), 2017. Français. NNT : 2017INPT0008 . tel-04217007

**HAL Id: tel-04217007**

**<https://theses.hal.science/tel-04217007v1>**

Submitted on 25 Sep 2023

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Université  
de Toulouse

# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

**Délivré par :**

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

**Discipline ou spécialité :**

Génie Electrique

---

**Présentée et soutenue par :**

M. ANTOINE HANNA NOHRA

le lundi 30 janvier 2017

**Titre :**

Commande de Filtres Actifs Parallèles sur un Réseau Fortement Perturbé

---

**Ecole doctorale :**

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

**Unité de recherche :**

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

**Directeur(s) de Thèse :**

M. MAURICE FADEL

M. HADI KANAAN

**Rapporteurs :**

M. BRUNO FRANCOIS, ECOLE CENTRALE DE LILLE

M. NAZIH MOUBAYED, UNIVERSITE LIBANAISE BEYROUTH

**Membre(s) du jury :**

M. ERIC MONMASSON, UNIVERSITE DE CERGY-PONTOISE, Président

M. HADI KANAAN, UNIVERSITE ST JOSEPH DE BEYROUTH, Membre

M. MAURICE FADEL, INP TOULOUSE, Membre

Mme FLAVIA KHATOUNIAN, UNIVERSITE ST JOSEPH DE BEYROUTH, Membre



# THÈSE

En vue de l'obtention du :

**DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ SAINT-JOSEPH**

Délivré par:

Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Beyrouth (ESIB)

Cotutelle internationale avec « Institut National Polytechnique de Toulouse  
(INP Toulouse)- France »

Spécialité :

Génie électrique

---

Présentée et soutenue le lundi 30 janvier 2017 par :

Antoine HANNA NOHRA

**Commande de Filtrés Actifs Parallèles sur un Réseau  
Fortement Perturbé**

---

École doctorale :

Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Beyrouth (ESIB)

Unité de recherche :

Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Beyrouth (ESIB)

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeurs de thèse :

Pr. Hadi KANAAN (ESIB) et Pr. Maurice FADEL (LAPLACE)

**JURY :**

M. Eric MONMASSON	Professeur des universités	Président
M. Bruno FRANCOIS	Professeur des universités	Rapporteur
M. Nazih MOUBAYED	Professeur	Rapporteur
Mme. Flavia KHATOUNIAN	Maître de conférences	Examinatrice
M. Ahmad JAMMAL	Professeur	Examineur
M. Ziad BUSTANI	Ingénieur	Examineur



## **Résumé de la thèse**

### **Commande de Filtres Actifs Parallèles sur un Réseau Fortement Perturbé**

*L'alimentation de charges non linéaires par une source d'alimentation, dans un réseau électrique, est fréquemment soumise à des perturbations et/ou déséquilibres du courant d'alimentation reçu par la charge.*

*Les perturbations du courant d'alimentation désignent la présence d'harmoniques dans le courant d'alimentation, celui-ci n'étant alors pas sinusoïdal, ainsi que la présence d'une puissance réactive trop importante circulant sur le réseau. Le déséquilibre des courants d'alimentation se traduit, dans un réseau polyphasé, par une mauvaise répartition des courants d'alimentation dans les différentes phases induisant un courant non nul dans le neutre côté source.*

*En outre, dans un réseau électrique de type réseau public de distribution, ces perturbations ou déséquilibres peuvent être soumis à une réglementation du fournisseur d'énergie, c'est ainsi qu'il est utile de mettre en place un dispositif efficace pour minimiser ces perturbations et déséquilibres afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique.*

*Le filtrage actif est une solution efficace qui consiste à injecter un courant adapté sur le réseau pour réduire les perturbations. Toutefois, les solutions actuelles ne permettent pas d'équilibrer les courants d'alimentation de manière efficace, et peuvent même s'avérer inefficaces pour réduire les perturbations si les tensions d'alimentation sont déséquilibrées. En outre, ces solutions ne sont généralement pas utilisables à la fois en monophasé ou en polyphasé, ni avec un fil de neutre.*

*Le travail faisant l'objet de cette thèse vise à proposer une loi de commande générique, c'est-à-dire adaptable au cas monophasé, triphasé, polyphasé, pour un filtrage actif parallèle dont les performances (THD, facteur de déséquilibre, ..) sont améliorées par rapport à l'art existant surtout lorsque le réseau de distribution est perturbé. La recherche de solutions simples à implanter et robustes dans leur performance fait également partie de nos objectifs.*

*La démarche est conduite par la voie de la simulation numérique et les propositions sont validées en laboratoire via une maquette expérimentale raccordée sur le réseau basse tension. A noter que les objectifs font apparaître un caractère méthodologique fort, donnant lieu à de nombreuses déclinaisons tant par la nature du réseau (monophasé, triphasé, avec ou sans neutre, ..) que par les caractéristiques des perturbations (charges non-linéaires, déséquilibres, perturbations,....).*

**Mots clés : Réseau perturbé -Harmoniques- Lois de commande-Filtrage Actif-Qualité de puissance**

## **Abstract**

### ***Control of Shunt Active Filters on a Heavily Perturbed Network***

*Feeding non-linear loads by a power source in an electric network is frequently subject to disturbances and / or unbalances in the supply current received by the load.*

*The disturbances of the supply current denote the presence of harmonics, its waveform being non sinusoidal as well as the presence of too much reactive power circulating in the network. The unbalances in the supply current in a polyphase network (including three phase) manifest by a bad repartition of these supply currents in different phases resulting in a non-zero current in the neutral line at the source side.*

*In addition, in a public distribution electrical network, these disturbances or unbalances may be subject to additional charges by the energy supplier, it is thus useful to implement an effective system to minimize these disturbances and unbalances in order to improve the quality of electrical energy.*

*The active filter is an effective solution that consists in the injection of a suitable current into the network to reduce disturbance. However, the present solutions of active filters do not help to balance the supply currents efficiently, and may even be ineffective in reducing the disturbances if the supply voltages are unbalanced. Moreover, proposed solutions are generally not adapted to both single-phase or polyphase, or with a neutral wire.*

*The work in this thesis aims to propose a generic control strategy for a shunt active filter, i.e. suitable for single-phase three phases and polyphase, whose performance (THD, unbalance factor...) are improved compared to the existing state of the art especially when the distribution system is disturbed. The quest for solutions simple to implement and robust in their performance is also part of our objectives.*

*The proposed approach is conducted using computer simulation and validated on a laboratory experimental model connected to the low voltage network. Note that the objectives uncover a strong methodological trait, giving rise to many declensions by the nature of the network (single phase, three phases with or without neutral ...) and by the characteristics of the disturbances (non-linear loads, unbalances, disturbances ...).*

**Keywords :** *Perturbed network - Harmonics - Control strategies - Active Filter - Power Quality*

# Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au laboratoire LAPLACE (**L**aboratoire **PL**asma et **C**onversion d'**E**nergie-UMR5213) au sein du groupe de recherche CODIASE (**C**ommande et **DI**agnostic des **S**ystèmes **E**lectriques) et au laboratoire de l'École Supérieure d'Ingénieurs de Beyrouth (ESIB) de l'Université Saint-Joseph (USJ).

Je profite de ces quelques lignes pour adresser mes remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé, soutenu, accompagné tout au long de cette thèse, et en particulier toutes celles que j'aurais oublié de citer ci-dessous.

J'adresse tout d'abord mes plus sincères remerciements à mes deux directeurs de thèse :

- M. Maurice FADEL de l'ENSEEIHRT avec qui j'ai eu de nombreuses discussions riches et porteuses à chaque étape du travail. Sa touche automatique est présente dans le travail.
- M. Hadi KANAAN de l'Université Saint-Joseph (USJ) de Beyrouth, le premier qui m'a permis d'obtenir la bourse de thèse et aussi le premier qui m'a « tendu le piège » et initié au filtrage actif lors du master. Ses disponibilités et le suivi permanent du travail ont contribué à la réussite de ce travail.

Je voudrais leur témoigner toute ma reconnaissance pour m'avoir soutenu et orienté durant ces trois années ainsi que pour la grande confiance qu'ils m'ont accordée. Sans qui, cette thèse n'aurait pas eu les mêmes aboutissements scientifiques ni par ailleurs le double diplôme de l'INP de Toulouse et de l'USJ de Beyrouth.

Je remercie les différentes personnes qui ont accepté d'être membres du jury de thèse, parmi elles, celles qui se sont même déplacées au Liban pour la soutenance:

- M. Eric MONMASSON de l'Université de Cergy-Pontoise pour avoir accepté de présider ce jury, ainsi que pour l'intérêt qu'il a montré pour mon travail sur une problématique qu'il connaît bien, le filtrage actif.
- M. Bruno FRANCOIS de l'École Centrale de Lille pour avoir rapporté cette thèse et exprimé son vif intérêt pour mon travail lors de la soutenance et aussi pour la discussion après la soutenance qui nous a permis d'échanger des idées constructives.
- M. Nazih MOUBAYED de l'Université Libanaise en tant que rapporteur mais aussi pour ces remarques intéressantes sur le travail.
- Mme Flavia KHATOUNIAN de l'Université Saint-Joseph à Beyrouth en tant qu'examinatrice pour avoir apporté son intérêt sur le contenu du manuscrit.
- M. Ahmad JAMMAL, Directeur Général de l'enseignement supérieur au Ministère de l'éducation et de l'enseignement supérieur au Liban, en tant qu'examineur, pour avoir souligné son intérêt et manifesté sa curiosité pour les résultats de mes travaux.
- M. Ziad BOUSTANI, PDG de S.&A.S (Security & Automation Systems) en tant qu'industriel qui s'intéresse aux nouveautés industrielles.

J'adresse aussi mes remerciements aux différentes personnes du laboratoire Laplace grâce auxquelles le déroulement de cette thèse fut agréable, en particulier Mme Maria David et Messieurs Philippe Ladoux, Pascal Maussion, Stéphane Caux, Frédéric Richardaux et Tân-HoaVuong.

Un grand merci à Olivier Durrieu avec qui j'ai passé pas mal de temps pour réaliser le prototype. Je remercie aussi Franck Mosser pour son apport sur le FPGA. Je remercie ensuite toutes les personnes

administratives du Laplace sur le site ENSEEIHT qui m'ont facilité l'accueil lors de mes séjours au Laboratoire.

J'adresse tous mes remerciements à M. Fadi JAARA Doyen de l'ESIB-USJ pour la souplesse accordée à la gestion du projet de thèse, ainsi qu'à toutes les personnes du Service des Relations Internationales (SRI) de l'USJ pour leurs aide à l'obtention de multiples bourses de l'institut Français de l'ambassade de France au Liban.

Je remercie tout particulièrement M. Elias El HACHEM, Directeur de l'ISSAE-CNAM-Liban, mon lieu de travail, pour toutes les facilités obtenues durant cette période afin que je puisse mener à bien le travail de thèse.

Je n'oublierai pas mes collègues du bureau, Mme. Amina HALABI, M. Wafic ATALLAH et M. Walid DGHAYLI qui suivaient au quotidien l'évolution du travail et apportaient leurs soutiens. Merci aussi à Mme. Mireille GILLET.

Je remercie grandement Dany Merhej mon ami et collègue au CNAM qui m'a soutenu tout le long de ce parcours sans oublier mon ami Thierry Sicard aussi pour son encouragement permanent et son soutien depuis.... Paris.

Enfin, je pense aux différents collègues doctorants avec qui j'ai partagé joies et soucis de parcours, Ibtissem, Gabriel, Samer, Sami, Phok, Clément, Khaled, Léopold, Abdelkader, Miguel, Youssef, Bernard, et aussi aux amis dans mon lieu d'hébergement à Toulouse, Antoine, Raymond, Chaza, Marcel et Jonathan qui ont rendu agréable les moments passés ensemble. Grand merci au Père Pierre PRADEL ancien ingénieur de l'ENSEEIHT et Directeur de la maison diocésaine de Toulouse, qui faisait tout son mieux pour m'assurer le logement pendant mes multiples déplacements à Toulouse.

Merci à tous les autres !!!!!

# Dédicaces

A ma Femme H anan et ma fille Malak Al A mine :

Vous êtes les étoiles qui fleurissent sur mon chemin. . .

H anan

A côté de chaque mot écrit, j'ai semé une pensée pour toi. Cette thèse est le fruit de ta patience et de notre A mour.

Malak Al A mine

Désolé mon cœur pour toutes les histoires non lues avant ton sommeil. . . Pendant mon absence, j'avais cette histoire à te raconter !

Papa, tu es la plus belle réussite de ma vie.



# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	1
<b><i>Chapitre I. Les perturbations harmoniques et solutions de dépollution</i></b>	4
<b>Sommaire</b>	5
<b>I-1 INTRODUCTION</b>	6
<b>I-2 PERTURBATIONS HARMONIQUES. CAUSES ET CONSEQUENCES</b>	6
I-2-1 Conséquences techniques	8
I-2-2 Conséquences économiques	9
<b>I-3 NORMES INTERNATIONALES</b>	10
I-3-1 Compatibilité électromagnétique	11
<i>I-3-1.a Limitation des émissions harmoniques. Norme IEC 61000-3-2</i>	11
<i>I-3-1.b Niveaux de compatibilité. Norme IEC 61000-2-2</i>	11
<i>I-3-1.c Niveaux de compatibilité. Norme IEC 600001-2-4</i>	12
<i>I-3-1.d Norme IEEE 519-1996</i>	13
I-3-2 Supervision de la qualité de l'énergie	14
<i>I-3-2.1 Qualité du réseau Norme EN 50160</i>	14
<i>I-3-2.1 Norme IEEE 1159-2009.</i>	14
<b>I-4 SOLUTIONS DE DEPOLLUTION HARMONIQUE</b>	14
<b>I-5 LE FILTRAGE ACTIF PARALLELE</b>	16
I-5-1 Revue de littérature sur les filtres actifs parallèles	17
I-5-2 Principe de compensation des courants harmoniques	18
I-5-3 Stratégie de contrôle du FAP	19
I-5-4 Positionnement de la thèse.	20
<b>I-6 CONCLUSION</b>	20
<b><i>Chapitre II. Etat de l'art sur les méthodes d'extraction des courants de référence des FAP</i></b>	23
<b>Sommaire</b>	24

<b>II-1 INTRODUCTION</b>	26
<b>II-2 COMPENSATION DU REACTIF ET DES HARMONIQUES : ETAT DE L'ART</b>	27
II-2-1 Bref historique.	27
II-2-2 Modèle archétype de réduction active des harmoniques.	27
II-2-3 Les structures de compensation à base de thyristors.	28
II-2-4 Algorithmes de commande dans le domaine fréquentiel.	28
II-2-5 Algorithmes de commande dans domaine temporel : Systèmes à 3 et 4 fils.	29
II-2-6 Discussion autour de la puissance homopolaire.	32
II-2-7 Algorithmes de commande basés sur la valeur moyenne de la puissance active et les valeurs efficaces des tensions.	33
<b>II-3 CONCEPTS DES METHODES D'EXTRACTION DES HARMONIQUES BASEES SUR LES GRANDEURS INSTANTANEEES</b>	35
II-3-1 Introduction	35
II-3-2 Concept de la méthode $p-q$ originale	36
<i>II-3-2.1 Application sur un réseau équilibré à 3 fils</i>	36
<i>II-3-2.2 Application sur un réseau déséquilibré à 4 fils</i>	37
II-3-3 Concept de la méthode $p-q$ modifiée	37
II-3-4 Concept de la méthode pseudo mapping-matrix	37
II-3-5 Concept de la méthode $p-q-r$	38
II-3-6 Concept de la méthode $NF p-q$	38
<b>II-4 ALGORITHMES DE COMMANDES ISSUS DES METHODES BASEES SUR LES GRANDEURS INSTANTANEEES</b>	38
II-4-1 Théorie de la puissance instantanée. Méthode $p-q$ . Application sur un réseau équilibré à 3 fils	38
II-4-2 Théorie de la puissance instantanée. Méthode $p-q$ . Application sur un réseau déséquilibré à 4 fils	43
<i>II-4-2.1 Compensation de la puissance réactive instantanée</i>	45
<i>II-4-2.2 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive</i>	47
II-4-3 Théorie de la puissance instantanée généralisée. Méthode $p-q$ modifiée. Application sur un réseau déséquilibré à 3 et 4 fils.	48

II-4-4 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Méthode $p-q$ mapping-matrix.	51
II-4-5 La méthode $p-q-r$	51
II-4-6 La méthode $NF p-q$	54
<b>II-5 COMPARAISON ENTRE LES METHODES</b>	<b>55</b>
II-5-1 Modèle de simulation	55
II-5-2 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ originale	60
II-5-3 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ modifiée	61
II-5-4 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ pseudo mapping-matrix	62
II-5-5 Résultats de simulations pour la méthode $p-q-r$	63
II-5-6 Résultats de simulations pour la méthode $NF p-q$	64
II-5-7 Evaluation des performances	65
<b>II-6 CONCLUSION</b>	<b>66</b>
<b><i>Chapitre III : Stratégie d'extraction des courants de référence pour les FAP. La méthode DCAP</i></b>	
<b><i>Sommaire</i></b>	<b>69</b>
<b>III-1 INTRODUCTION</b>	<b>70</b>
<b>III-2 CONCEPT DE COMPENSATION</b>	<b>72</b>
<b>III-3 APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN SYSTEME POLYPHASE</b>	<b>72</b>
III-3-1 Discussion autour des conductances fondamentales polyphasées	73
<i>III-3-1.1 Cas de tensions déséquilibrées</i>	74
<i>III-3-1.2 Cas des tensions équilibrées</i>	75
<b>III-4 APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN SYSTEME TRIPHASE</b>	
<b>3 OU 4 FILS.</b>	<b>75</b>
III-4-1 Puissance à la source	76
III-4-2 Relation entre tension fondamentale et courant sinusoïdal	78
III-4-3 Détermination du courant actif désiré dans la source	78
<i>III-4-3.1 Expression de la valeur efficace du courant en fonction de la puissance totale</i>	79
<i>III-4-3.2 Expression de la puissance par phase en fonction de la puissance totale</i>	79
<i>III-4-3.3 Détermination des conductances</i>	80

III-4-3.4	<i>Expression des courants actifs désirés dans la source</i>	82
III-4-3.5	<i>Comparaison avec les méthodes existantes</i>	82
III-4-3.6	<i>Compensation du courant du neutre</i>	83
III-4-4	Puissance dans la charge	84
III-4-5	Puissance dans le filtre actif	84
III-4-6	Bilan de puissance à la source	85
III-4-7	Détermination des courants de référence	85
<b>III-5</b>	<b>ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR UN RESEAU</b>	
	<b>TRIPHASE A 4 FILS.</b>	86
III-5-1	Description des blocs fonctionnels.	87
III-5-1.1	<i>Bloc d'extraction des grandeurs fondamentales des tensions.</i>	87
III-5-1.1.a.	<i>Description et paramètres des blocs BPF (2<sup>ème</sup> ordre)</i>	88
III-5-1.1.b.	<i>Description et paramètres du bloc LPF (2<sup>ème</sup> ordre)</i>	88
III-5-1.2	<i>Bloc d'extraction de la puissance moyenne de la charge</i>	88
III-5-1.3	<i>Bloc d'extraction de la puissance moyenne du filtre</i>	89
III-5-1.3.a.	<i>Description et paramètres du bloc LPF (2<sup>ème</sup> ordre)</i>	89
III-5-2	Extraction des courants de référence	90
III-5-3	Validation par simulation	91
III-5-3.1	<i>Validation de l'extraction des grandeurs fondamentales</i>	91
III-5-3.2	<i>Validation de l'extraction des courants des pertes dans le filtre</i>	91
III-5-3.3	<i>Validation du système sinusoïdal des courants désirés dans la source</i>	92
III-5-3.4	<i>Validation pour l'extraction des courants de référence.</i>	94
III-5-4	Résultats de simulations pour la méthode DCAP pour les 4-cas de tensions réseaux.	96
III-5-5	Comparaison des performances	97
III-5-5.1	<i>Comparaison sur le facteur de déséquilibre</i>	97
III-5-5.2	<i>Comparaison sur la distorsion harmonique global-THD</i>	98
III-5-5.3	<i>Rapport de compensation <math>RC_n</math> du courant du neutre.</i>	98
III-5-5.4	<i>Récapitulatif sur les méthodes.</i>	102

<b>III-6 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR RESEAU TRIPHASE A 3 FILS.</b>	103
<b>III-7 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR RESEAU MONOPHASE</b>	103
<i>Avertissement</i>	105
<b>III-8 CONCLUSION</b>	106
<b><i>Chapitre IV : Structures des filtres actifs. Choix et modélisation.</i></b>	108
<i>Sommaire</i>	109
<b>IV-1 PROBLEMATIQUE</b>	110
<b>IV-2 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE 1 BRAS</b>	111
IV-2-1 Boucle de régulation du courant	112
<i>IV-2-1.1 Modélisation de l'onduleur</i>	112
<i>IV-2-1.2 Génération du rapport cyclique de commande</i>	114
<i>IV-2-1.3 Calcul du régulateur R(p)</i>	116
IV-2.2 Boucle de régulation de tension	118
<b>IV-3 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE A 2 BRAS</b>	121
IV-3-1 Modélisation de l'onduleur à 2 bras actif	122
IV-3-2 Génération du rapport cyclique de commande	123
<i>IV-3-2.1 Boucle de régulation du courant</i>	123
<i>IV-3-3.2 Boucle de régulation de tension</i>	124
<b>IV-4 COMPARAISON DES RESULTATS DE REGULATION POUR LES DEUX STRUCTURES.</b>	125
<b>IV-5 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE</b>	130
IV-5.1 Modélisation de l'onduleur à 4 fils	130
IV-5.3 Modélisation de l'onduleur à 3 fils	133
<b>IV-6 CONCLUSION</b>	136
<b><i>CHAPITRE V : Implantation et validation expérimentale. Evaluation comparative des méthodes.</i></b>	138

<b>Sommaire</b>	139
<b>INTRODUCTION</b>	141
<i>Partie A : Description technique du montage du filtre actif triphasé 3 bras, 3 fils</i>	142
<b>V-A DESCRIPTION DU CIRUIT D'EXPERIMENTATION DU FILTRE TRIPHASE SUR UN RESEAU 3 FILS</b>	142
V-A-1 Descriptif du matériel de base utilisé	143
V-A-2 Procédé de déséquilibre des tensions aux points $P_{cc}$	145
V-A-3 Schéma descriptif de la commande par Dspace	146
V-A-4 Modèle Simulink et génération des Rapport Cycliques de référence	147
V-A-5 Expérimentation et Control Desk	148
<i>Partie B : Etude des tensions perturbées et déséquilibrées avant et après le filtrage</i>	150
<b>V-B-I PROBLEMATIQUE</b>	150
<b>V-B-II FORMES D'ONDES DES TENSIONS A VIDE ET EN CHARGE</b>	150
V-B-II-1 Tensions à « vide » : filtre et charge déconnectés (K1 et K2 ouverts)	150
V-B-II-2 Tensions en « charge » : filtre déconnecté et charge connectée (K1 ouvert et K2 fermé)	151
V-B-II-3 Tensions lors du filtrage: filtre et charge connectés (K1 et K2 fermés)	152
V-B-II-4 Conclusion	152
<i>Partie C : Validation du modèle de simulation. Comparaison avec les résultats expérimentaux</i>	153
<b>V-C-I INTRODUCTION</b>	153
<b>V-C-II VALIDATION DU MODELE DE SIMULATION</b>	153
V-C-II-1 Validation du modèle avant filtrage	153
V-C-II-2 Validation de la méthode DCAP après filtrage	155
V-C-II-3 Validation de la méthode $p-q$ originale	156
V-C-II-4 Validation de la méthode $p-q$ modifiée	157
V-C-II-5 Validation de la méthode $p-q-r$	158
V-C-II-6 Conclusion	159
<i>Partie D : Evaluation comparative entre les méthodes : Qualité de puissance</i>	160
<b>V-D-I INTRODUCTION</b>	160
<b>V-D-II COMPARAISON DES PERFORMANCES SUR UN RESEAU 3 FILS.</b>	160
V-D-II-1 Etat du lieu initial. Formes d'ondes et bilan de puissance.	160

V-D-II-2 Comparaison des formes d'ondes et valeurs efficaces	162
V-D-II-3 Comparaison des THD	163
V-D-II-4 Comparaison des taux de déséquilibre inverse	164
V-D-II-5 Comparaison des puissances et des Facteurs de Puissances FP	165
V-D-II-6 Comparaison des DPF ou $\cos_{\varphi}$ ( $\cos_{\varphi 1}$ )	166
V-D-II-7 Comparaison du nombre d'opérations mathématiques pour chaque méthode	167
V-D-II-8 conclusion	167
<b>V-D-III COMPARAISON DES PERFORMANCES SUR UN RESEAU 4 FILS.</b>	168
V-D- III-1 Etat des lieux initial. Formes d'ondes et bilan de puissance.	168
V-D- III-2 Comparaison des formes d'ondes, valeurs efficaces et courants dans le neutre	171
V-D- III-3 Comparaison des THD	172
V-D- III-4 Comparaison des taux de déséquilibre inverse et homopolaire	173
V-D- III-5 Comparaison et analyse de la compensation des puissances réactives.	174
V-D- III-6 Comparaison des Facteurs de Puissances FP	176
V-D- III-7 Comparaison des DPF ou $\cos_{\varphi}$ ( $\cos_{\varphi 1}$ )	176
V-D- III-8 Conclusion	177
<b>V-D-IV APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN RESEAU MONOPHASE.</b>	178
V-D-IV-1 Filtre actif 1 bras et neutre connecté au point milieu du bus DC	178
<i>V-D- IV-1.1 Caractéristiques des réseaux déséquilibrés avant et après le filtrage.</i>	178
<i>V-D- IV-1.2 Résultats du filtrage pour l'onduleur 1 bras.</i>	181
<i>V-D- IV-1.3 Puissance équilibrante entre la source du réseau et la source du filtre</i>	182
V-D-IV-2 Filtre actif 2 bras	183
V-D-IV-3 Conclusion	185
<b>V-D-V CONCLUSION SUR LE CHAPITRE</b>	185
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	187
<b>Liste des publications</b>	189
<b>Bibliographie</b>	190
<b>Annexe</b>	201



# Glossaire

$f_{\text{Hz}}$  : Fréquence fondamentale des grandeurs électriques en hertz

$T_{(s)} = \frac{1}{f_{\text{Hz}}}$  : Période de fonctionnement à la fréquence  $f$

$\omega_{\text{rd.s}^{-1}} = 2 \cdot \pi \cdot f$  : Pulsation électrique en rd/s

**Porteuse** : signal triangulaire de fréquence  $f_d$

$f_d$  : Fréquence de découpage.

$T_d = \frac{1}{f_d}$  : Période de découpage

$f_e$  : Fréquence d'échantillonnage.

$T_e = \frac{1}{f_e}$  : Période d'échantillonnage.

$P_{cc}$  : Point de couplage commun

 : Symbole représentant un système triphasé de lignes de phases : Les phases sont repérées par les lettres a,b,c

 : Symbole représentant la ligne neutre repérée par N ou n

$Ph_{a,b,c}$  : Représente les phases a,b,c du système triphasé.

$v_{a,b,c}$  : Tension instantanée du réseau d'énergie au  $P_{cc}$  entre chaque phase et le neutre

$v_{fa,b,c}$  : Valeur du fondamental de la tension au  $P_{cc}$

$\hat{V}_{fa,b,c}$  : Valeur maximale du fondamental de la tension au  $P_{cc}$

$V_{fa,b,c}$  : Valeur efficace du fondamental de la tension au  $P_{cc}$

$i_{La,b,c}$  : Courant instantané dans la charge

$i_{sda,b,c}$  : Courants désirés pour la source de tension ; courants actifs de référence

$\hat{I}_{sda,b,c}$  : Valeur maximale de courant dans la source

$I_{sda,b,c}$  : Valeur efficace du courant dans la source  $i_{sa}$

$i_{fa,b,c}$  : Courant instantané du filtre actif

$i_{ra,b,c}$  : Courant instantané de référence pour le filtre actif.

$p_s(t)$  : Puissance instantanée délivrée par la source.

$P_s$  : Puissance active délivrée par la source

$p_{charge}(t)$  : Puissance instantanée absorbée par la charge polluante.

$P_{charge}$  : Puissance active absorbée par la charge polluante.

$p_{filtre}(t)$  : Puissance instantanée absorbée par le filtre actif valant ces pertes.

$P_{filtre}$  : Puissance active absorbée par le filtre actif représentant les pertes.

$Q, \bar{Q}$  : Niveaux logiques complémentaires ;  $Q = 1 \Rightarrow \bar{Q} = 0$  et inversement.

DC : Direct Current équivalent de « continu ».

$V_{Ch}$  : Tension du Bus DC du condensateur du haut pour le filtre actif.

$V_{Cb}$  : Tension du Bus DC du condensateur du bas pour le filtre actif.

$V_{Chref}$  : Tension de référence de la tension  $V_{Ch}$

$V_{Cbref}$  : Tension de référence de la tension  $V_{Cb}$

PI : Régulateur de type Proportionnel Intégral

LPF: Low-Pass Filter (2<sup>ème</sup> ordre)

BPF: Band-Pass Filter

### ***Légende des figures III.2, IV.1, IV.15 et IV.34***

- 1- Système triphasé de tensions (réseau d'énergie)
- 2- Inductance de ligne du réseau d'énergie
- 3- Capteur de tension du réseau d'énergie au point de couplage commun  $P_{cc}$
- 4- Mesure des tensions de source au  $P_{cc}$
- 5- Capteur de courant consommé par la charge polluante
- 6- Mesure des courants de la charge polluante
- 7- Charge polluante (consommateur de puissance)
- 8- Inductance du filtre actif
- 9- Capteur de courant du filtre actif
- 10- Mesure du courant de filtre actif
- 11- Onduleur de tension constituant le filtre actif

- 12- Composants IGBT
- 13- Condensateur du filtre actif
- 14- Capteur différentiel de tension
- 15- Mesure de la tension du Bus DC
- 16- Compérateur logique à sortie  $Q = 1$  ou  $0$
- 17- Inverseur Logique à sortie  $\bar{Q} = 0$  ou  $1$
- 18- Limiteur de rapport cyclique  $\alpha$  ( $\min = 0$ ,  $\max = 1$ )
- 19- Porteuse à la fréquence de découpage  $f_d$  (amplitude 0-1)
- 20- Bloc de génération du rapport cyclique  $\alpha$  à partir de  $V_{Lref}$
- 21- Régulateur PI (Proportionnel Intégral) avec anti-windup à partir de l'erreur de courant  $\varepsilon_i$
- 22- Soustracteur
- 23- Additionneur
- 24- Low Pass Filter (2<sup>ème</sup> ordre)
- 25- Low Pass Filter (2<sup>ème</sup> ordre)
- 26- Régulateur PI (Proportionnel Intégral) avec anti-windup à partir de l'erreur de tension  $\varepsilon_v$
- 27- Soustracteur
- 28- Multiplieur
- 29- Constantes donnant la valeur de la tension de référence  $V_{Chref}$  et  $V_{Cbref}$
- 30- Multiplieur
- 31- Band-Pass Filter (Filtre Passe-Bande)
- 32- Multiplieur
- 33- Low-Pass Filter (2<sup>ème</sup> ordre)
- 34- Fonction mathématique (racine carré)
- 35- Bloc de calcul de la valeur efficace de tension
- 36- Additionneur

**NOTA :** Nous avons utilisé les notations en Anglais pour les filtres afin de ne pas confondre FPB (Filtre Passe Bas) et FPB (Filtre Passe Bande).



# Introduction générale

Le changement de la nature de la production de l'énergie qui utilisait majoritairement des ressources fossiles et qui devient de plus en plus propre avec des sources renouvelables variées comme les éoliennes, les panneaux photovoltaïques se traduit par un changement de paradigme où la production décentralisée prime sur la production centralisée. En outre, les progrès technologiques modifient considérablement les usages avec la diffusion intensive des charges basées sur l'électronique de puissance, certes économiques mais très polluantes ce qui affecte directement la qualité de l'énergie. La maîtrise de la gestion de l'énergie passe au premier plan car gérer la production et assurer la continuité de service sont garant d'une bonne qualité de l'énergie sur le réseau. Au contraire, une mauvaise qualité de l'énergie peut causer des dysfonctionnements pouvant aller jusqu'à l'arrêt des services ce qui devient très préjudiciable sur le plan économique.

Dans un souci d'améliorer l'efficacité énergétique et de parfaire la qualité de puissance, une forte demande industrielle est affichée pour les convertisseurs hautement performants, dotés de lois de commande adaptées assurant le filtrage des harmoniques.

Le filtre actif parallèle est une solution curative reconnue pour la dépollution du réseau des harmoniques de courant mais les lois de commandes actuelles ne permettent pas d'agir correctement lorsque le réseau est perturbé et déséquilibré en tension. Partant de ce constat, l'objet de la thèse est d'apporter une solution à ce problème par la voie d'une commande adaptée à tout environnement électrique en tension et courant.

L'objectif est ainsi de développer une loi de commande permettant un filtrage de grande efficacité lorsque le réseau est fortement perturbé, indépendamment de la structure du convertisseur à utiliser. C'est principalement là où se situe l'apport de ce travail en dotant le convertisseur (classique à deux niveaux) d'une commande efficace, tenant compte du déséquilibre de tension et pouvant assurer un filtrage répondant aux exigences des normes en termes de déséquilibre des courants filtrés et de leurs contenus harmonique.

C'est alors que le premier chapitre débute avec la problématique des harmoniques (causes et conséquences). Ensuite, les solutions de filtrage des harmoniques sont présentées avant de choisir le filtre actif parallèle comme solution. Nous passons en revue les travaux effectués sur le filtre actif parallèle qui nous ont permis avant tout de positionner notre étude sur les méthodes d'extraction des harmoniques vu qu'elles constituent le critère décisif de la stratégie de contrôle.

Le chapitre 2 est orienté sur l'état de l'art des méthodes d'extraction des courants de référence basées sur la théorie des puissances. Ensuite, cinq méthodes sont sélectionnées ( $p-q$  originale,  $p-q$  modifiée,  $p-q$  pseudo mapping-matrix,  $p-q-r$  et  $NF p-q$ ) et étudiées en détail. Elles sont comparées par simulation dans leurs formes d'ondes des courants après filtrage dans les conditions d'un réseau fortement déséquilibré et perturbé, et dans leurs performances vis-à-vis de normes en vigueur.

Le chapitre 3 est consacré à la méthode DCAP (Direct Control for Active Power) solution générique que nous proposons. Nous présentons son principe sur les réseaux polyphasés et sa déclinaison sur les réseaux triphasés à 3 et 4 fils et également sur le réseau monophasé. Ensuite, les blocs du schéma de commande sont détaillés jusqu'à l'extraction des courants de référence. En outre, les réponses pour chaque bloc sont

présentées après simulation. Dans la suite du chapitre, les performances de cette méthode sont comparées à celles des méthodes utilisées généralement.

Le chapitre 4 porte sur la modélisation de l'onduleur du filtre actif pour ces structures, triphasée sans neutre et triphasée avec neutre connecté au point milieu du bus DC. De même pour les structures monophasées à 2 bras actifs et à un bras actif avec neutre connecté au point milieu du bus DC. Dans ce chapitre, les blocs de régulation des tensions du bus DC et de régulation des courants sont présentés et détaillés ainsi que la méthodologie de génération des rapports cycliques de commande.

Le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale de la méthode de commande DCAP. Pour cela nous avons appliqué cette commande sur un filtre actif triphasé sans neutre, et triphasé avec neutre lié au point milieu du bus DC. Nous avons aussi évalué les 3 méthodes de commande sélectionnées ( $p-q$  originale,  $p-q$  modifiée et la  $p-q-r$ ) et nous avons comparé les performances des 4 méthodes dans cet environnement perturbé en tension et courant. A la fin, nous avons appliqué la commande DCAP sur les structures monophasées à 2 bras actifs et à un bras et neutre lié au point milieu du bus DC. Tous les résultats sont présentés et discutés.

La dernière partie du document est consacrée à la conclusion et à la présentation de quelques perspectives.



# ***CHAPITRE I***

## ***Les perturbations harmoniques et solutions de dépollution***

# Sommaire

<b>I-1 INTRODUCTION</b>	6
<b>I-2 PERTURBATIONS HARMONIQUES. CAUSES ET CONSEQUENCES</b>	6
I-2-1 Conséquences techniques	8
I-2-2 Conséquences économiques	9
<b>I-3 NORMES INTERNATIONALES</b>	10
I-3-1 Compatibilité électromagnétique	11
<i>I-3-1.a Limitation des émissions harmoniques. Norme IEC 61000-3-2</i>	11
<i>I-3-1.b Niveaux de compatibilité. Norme IEC 61000-2-2</i>	11
<i>I-3-1.c Niveaux de compatibilité. Norme IEC 600001-2-4</i>	12
<i>I-3-1.d Norme IEEE 519-1996</i>	13
I-3-2 Supervision de la qualité de l'énergie	14
<i>I-3-2.1 Qualité du réseau Norme EN 50160</i>	14
<i>I-3-2.1 Norme IEEE 1159-2009.</i>	14
<b>I-4 SOLUTIONS DE DEPOLLUTION HARMONIQUE</b>	14
<b>I-5 LE FILTRAGE ACTIF PARALLELE</b>	16
I-5-1 Revue de littérature sur les filtres actifs parallèles	17
I-5-2 Principe de compensation des courants harmoniques	18
I-5-3 Stratégie de contrôle du FAP	19
I-5-4 Positionnement de la thèse.	20
<b>I-6 CONCLUSION</b>	20

## I-1 INTRODUCTION

L'utilisation croissante des dispositifs à base d'électronique de puissance dans les appareils industriels, tertiaires ou domestiques entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Bien que ces appareils apportent une souplesse d'utilisation et une augmentation de la fiabilité avec un rendement élevé, ils se comportent comme des charges non linéaires qui absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation ce qui affecte la qualité de l'énergie électrique.

Ces courants périodiques mais non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales qui se rajoutent à la tension initiale. Ainsi les charges monophasées connectées au réseau triphasé avec neutre distribué absorbent des courants qui ne sont pas forcément égaux et entraînent souvent un déséquilibre des tensions. Toutes les charges linéaires connectées, au point de couplage commun  $P_{CC}$ , en parallèle avec les charges polluantes subissent en conséquence les perturbations et le déséquilibre des tensions. On est face à une dégradation de la qualité de puissance ce qui a des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et qui induit un coût supplémentaire pour les installations [1]. L'étude fréquentielle des signaux perturbés se ramène à l'analyse d'une série harmonique caractérisée par l'absorption de puissance réactive supplémentaire réduisant ainsi le facteur de puissance de l'installation [2-6] et causant en plus un échauffement additionnel des câbles et transformateurs à côté d'autres effets à la fois instantanés et à long terme. Il est donc important pour une installation donnée de savoir définir, analyser et quantifier les harmoniques.

Dans ce premier chapitre, les origines et les conséquences de la pollution harmonique sont exposées. Par suite, les normes et la réglementation en vigueur seront présentées avant de répertorier les solutions possibles. Après, nous présentons le filtre actif parallèle FAP comme solution curative pour la pollution harmonique ainsi que l'évolution de ses structures. Finalement, le positionnement de la thèse dans ce contexte « harmonique » clôture le chapitre.

## I-2 PERTURBATIONS HARMONIQUES - CAUSES ET CONSEQUENCES.

Les procédés et dispositifs à base d'électronique de puissance deviennent les charges les plus utilisées du fait de leurs multiples avantages (souplesse de fonctionnement, excellent rendement, performances élevées...). On constate le développement et la généralisation des automatismes dans les chaînes de productions, des variateurs de vitesse (VV) dans l'industrie, des systèmes informatiques, des éclairages avec des lampes fluo-compacts (LFC) et LED dans le tertiaire et le domestique, le tout à côté des sources d'énergies renouvelables connectées au réseau à travers des onduleurs de puissance.

Ces équipements ont la particularité d'être générateurs de perturbations et à la fois sensibles aux perturbations de la tension. Ce qui exige une bonne qualité électrique de leurs réseaux d'alimentations.

La figure I.1 montre les courbes typiques des systèmes d'éclairages, d'informatiques et des variateurs de vitesse ainsi que leur spectre harmonique.

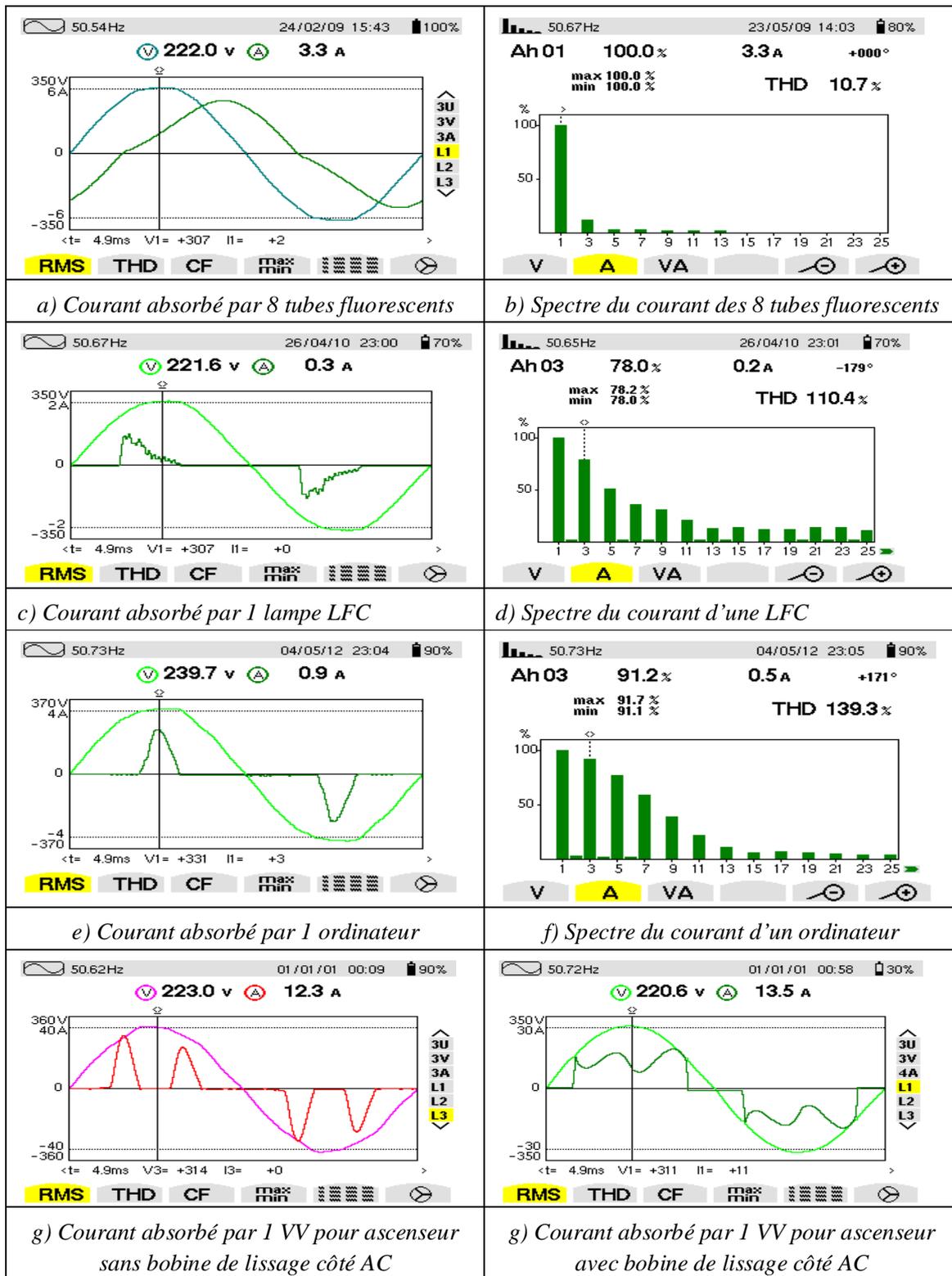


Figure I.1 courants typiques de charges non linéaires

NOTA : Relevés effectués au laboratoire d'électrotechnique au CNAM-Liban avec l'appareil Chauvin Arnoux CA 8332.

### I-2-1 Conséquences techniques

A défaut d'une bonne qualité de l'énergie électrique, les récepteurs sensibles aux perturbations harmoniques peuvent avoir un mauvais fonctionnement voir même s'arrêter. Il est cité dans [1, 2,3] que :

- 1- l'arrêt temporaire d'un élément de la chaîne peut provoquer l'arrêt de l'outil de production (fabrication de semi-conducteurs, cimenterie, traitement de l'eau, manutention, imprimerie, sidérurgie, pétrochimie...) ou de services (centres de calcul, banques, télécommunications...).
- 2- le dysfonctionnement ou l'arrêt de récepteurs prioritaires tels que les ordinateurs, l'éclairage et systèmes de sécurité peuvent mettre en cause la sécurité des personnes (hôpitaux, balisage des aéroports, locaux recevant du public, immeubles de grande hauteur...).
- 3- la réduction du rendement énergétique de l'installation, ce qui alourdit la facture énergétique.
- 4- la surcharge de l'installation, d'où son vieillissement prématuré avec le risque accru de panne qui conduit à un surdimensionnement des équipements de distribution.

Les travaux de thèse dans [7, 25,144] sur l'impact de la pollution harmonique sur les installations et les matériels du réseau détaillent tous les autres effets des harmoniques. D'autres études montrent que la circulation d'un courant de  $THD = 25\%$  (Total Harmonique Distorsion) dans un câble électrique réduit sa durée de vie à 50% [8]. Un transformateur alimentant des charges harmoniques voit ces pertes augmenter [9,10] et sera déclassé en puissance. Le calcul des pertes additionnelles est sujet du standard ANSI C57.110 [11], et la courbe, en figure I.2, extraite d'un projet de guide d'application de l'IEEE 519 de 1996 [12] donne le déclassement typique à appliquer à un transformateur alimentant des charges électroniques, montrant que si le transformateur alimente 40% de charges électroniques il sera déclassé de 40% de sa puissance apparente nominale.

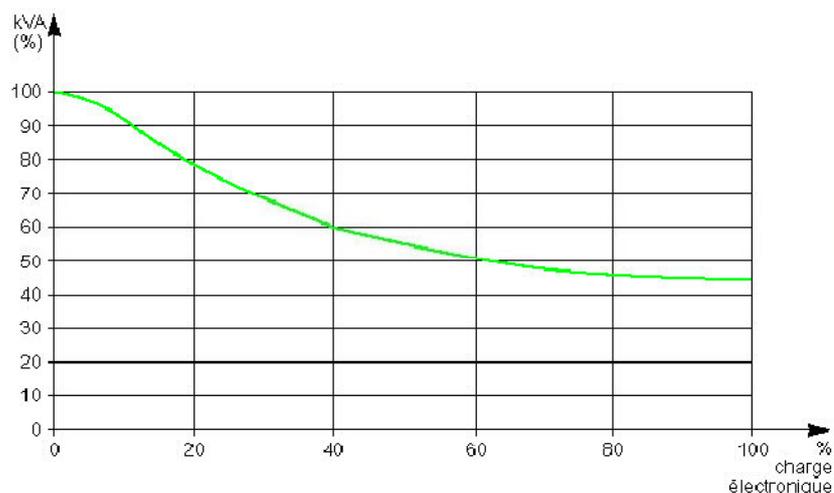


Figure I.2. Taux de déclassement à appliquer à un transformateur alimentant des charges électroniques

Cependant, ce qui n'est pas généralement évoqué quand on parle de perturbations harmoniques, c'est leurs effets sur les groupes électrogènes. Il est vrai qu'en Europe et bien ailleurs aussi, l'usage des groupes électrogènes se limite à des alimentations de secours temporaires pour les sites sensibles, ce qui n'est pas le cas pour le Liban [145], qui avec la pénurie électrique et les 12 heures de rationnement par jour, les groupes diésels et les alimentations sans interruptions ASI constituent l'alternative qui assure environ 65% de l'énergie disponible au pays. Or les machines synchrones, comme les alternateurs, supportent mal les perturbations des courants (limite de distorsion admissible en courant statorique de 1,3 à 1,4 % [2]). Ce

qui cause, en cas de dépassement, un échauffement inadmissible dans la machine et sa protection thermique fait stopper le groupe. Sur la figure I.3.a, on présente l'allure des courants absorbés par l'équipement d'une salle informatique à la sortie de l'ASI (relevés au CNAM-Liban), et en figure I.3.b l'allure du courant à son entrée. La figure I.3.c représente les courants dans les lignes alimentées par le groupe électrogène, résultat de 2 salles informatiques et de l'éclairage fluorescent, ainsi que le courant dans le neutre de l'installation. Le groupe électrogène est de 50KVA se met à l'arrêt, faute d'échauffement excessif, (cas très fréquent pour les groupes électrogènes au Liban), à cause des perturbations harmoniques des courants en figure I.3.d qui dépassent largement les limites et recommandations, bien que le courant efficace est un peu moins que la moitié de sa capacité nominale.

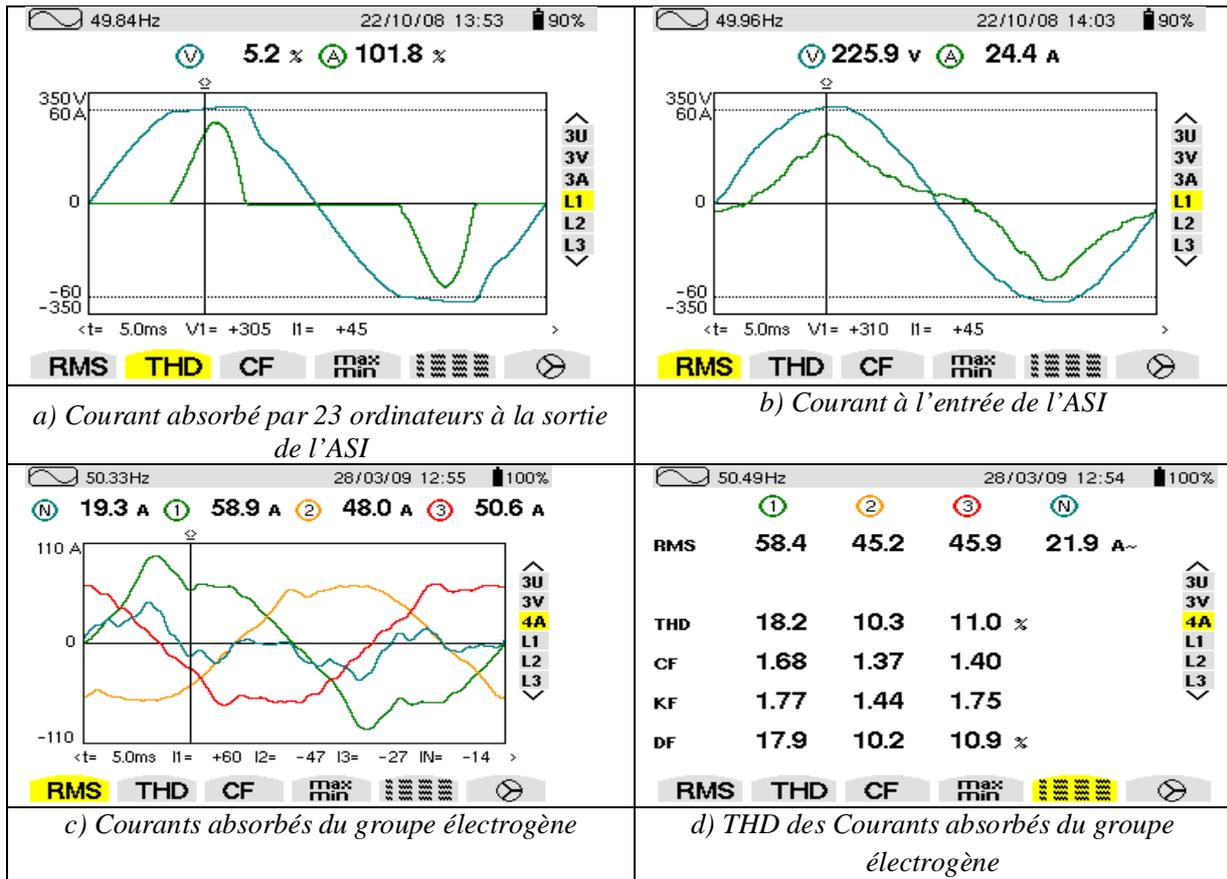


Figure I.3. Alimentation de charges électroniques par un groupe électrogène

## I-2-2 Conséquences économiques

La qualité de puissance QP électrique est devenue un sujet stratégique pour les compagnies d'électricité, les personnels d'exploitation, de maintenance ou de gestion de sites tertiaires ou industriels, et les constructeurs d'équipements, essentiellement pour les raisons suivantes:

- ✓ la nécessité économique d'accroître la compétitivité pour les entreprises
- ✓ la généralisation d'équipements sensibles aux perturbations de la tension et/ou eux-mêmes générateurs de perturbations
- ✓ l'ouverture du marché de l'électricité.

Or, l'électricité est un produit, ce qui rend nécessaire de bien en définir les caractéristiques essentielles. Par ailleurs dans le contexte de la libéralisation du marché de l'énergie, la recherche de la compétitivité

par les compagnies d'électricité fait que la qualité de puissance est un facteur différenciateur. Sa garantie peut être, pour un industriel, un critère de choix d'un fournisseur d'énergie.

Les coûts liés à la perte de continuité de service et à la non-qualité de l'énergie électrique fournie est élevé. Quelques exemples pour chiffrer ces pertes concernent une verrerie en France qui perd 600000€ avec 3 jours d'arrêt de production pour cause de défaillances consécutives de 2 transformateurs à la suite d'un échauffement excessif, une banque perd 1M€ à cause d'un feu résultant d'une surcharge du fil neutre [13]. On estime, au niveau européen, que la facture liée à une faible qualité de puissance s'élève environ à 500Mrds€an dont à peu près 100 Mrds€an sont dus aux harmoniques [14]. Dans [15], une étude de surveillance de la qualité de l'énergie est effectuée sur 12 sites industriels de puissance allant jusqu'à 30 MVA, on recense 858 perturbations durant 10 mois dont 42 avaient des conséquences économiques comme présenté dans le tableau I.1.

*Tableau I.1. Impact économique d'une faible QP*

<i>Industrie</i>	<i>Pertes financières typiques par événement</i>
<i>Production des semi-conducteurs</i>	<i>3 800 000 €</i>
<i>Commerce financier (Banques-Bourses)</i>	<i>6 000 000 € par heure</i>
<i>Centre informatiques</i>	<i>750 000 €</i>
<i>Télécommunications</i>	<i>30 000 € par minute</i>
<i>Aciéries</i>	<i>350 000 €</i>
<i>Verreries</i>	<i>250 000 €</i>

Des études supplémentaires et détaillées sur la dégradation de la QP et ses conséquences sur l'efficacité énergétique des systèmes et les coûts supplémentaires causés dans les secteurs industriels, de services et résidentiels sont offertes dans [16] et [17].

### **I-3 NORMES INTERNATIONALES**

Le champ d'application des normes est très vaste, on se limite ici à deux séries de normes.

- 1- **La série des normes de compatibilité électromagnétiques** (CEI 61000) et (IEEE 519-1995) qui définissent certaines limites concernant les harmoniques, notamment :
  - CEI 61000-3-2 qui définit les limites d'émissions de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16A par phase
  - CEI 61000-2-2 qui définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension
  - CEI 61000-2-4 qui définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles
  - IEEE 519-1996 qui définit les limites des perturbations des tensions et courant au  $P_{CC}$
- 2- **La série des normes de surveillance de la qualité de l'énergie** (EN 50160, IEEE 1159-2009)

## I-3-1 Compatibilité électromagnétique

### I-3-1.a Limitation des émissions harmoniques. Norme IEC 61000-3-2.

Dans cette norme [18], les appareils électriques sont répertoriés selon les classes A, B, C, D.

Classe A : Appareil triphasé et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes

Classe B : Outils portatifs, appareils de soudage à l'arc hors matériel professionnel.

Classe C : Appareil d'éclairage y compris des dispositifs variateurs de lumière.

Classe D : Appareil ayant un courant d'entrée à « forme d'onde spéciale » et dont la puissance active d'entrée  $P \leq 600W$ .

Le tableau I.2 montre les limites d'émissions des harmoniques par ces appareils.

Tableau I.2 : Limites d'émissions de courants harmoniques des appareils BT de courant  $\leq 16A$ . (CEI 61000-3-2)

harmoniques <i>h</i>	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% fondamentale]	Classe D [mA/W]
<i>Harmoniques impaires</i>				
3	2.3	3.45	$30.\lambda^*$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$	$0.225 \times 15/h$	3	$3.85/h$
<i>Harmoniques paires</i>				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.3	0.45	-	-
8	$0.23 \times 8/h$	$0.345 \times 8/h$	-	-

\* $\lambda$  est le facteur de puissance

### I-3-1.b Niveaux de compatibilité. Norme IEC 61000-2-2.

Cette norme [19] fixe les limites de compatibilité, tableau I.3, pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tensions. Les phénomènes perturbateurs incluent les harmoniques, inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibre de tensions, transitoire, etc....

Tableau I.3 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2)

Harmoniques impaires non multiples de 3		Harmoniques impaires multiples de 3		Harmoniques paires	
Rang harmonique <i>n</i>	Tension harmonique %	Rang harmonique <i>n</i>	Tension harmonique %	Rang harmonique <i>n</i>	Tension harmonique %
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	$0.2+0.5 \times 25/n$				

### I-3-1.c Niveaux de compatibilité. Norme IEC 60001-2-4.

Cette norme [20] définit les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux de navires, des avions, des plates formes offshore et des installations ferroviaires, tableau I.4.

Tableau I.4 : Taux (en % de  $V_1$ ) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4)

Rang harmonique : <i>h</i>	Classe 1: matériels et systèmes sensibles	Classe 2: Réseaux industriels	Classe 3: Réseaux industriels perturbés
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	3	5	7
8	0.5	0.5	1
9	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.5	1
11	3	3.5	5
Pair, >10	0.2	0.2	1
13	3	3	4.5
15	0.3	0.3	2
17	2	2	4
19	1.5	1.5	4
21	0.2	0.2	1.75
Impaire, >21 et $\neq 3h$	0.2	0.2	1
23	1.5	1.5	3.5
25	1.5	1.5	3.5
Impaire, >21 et $\neq 3h$	$0.2+12.5/h$	$0.2+12.5/h$	$5 \cdot (11/h)^{1/2}$
THD	5%	8%	10%

### I-3-1.d Norme IEEE 519-1996.

La présente norme [12] détermine les limites à appliquer sur les émissions harmoniques en courant et en tension au point de couplage commun  $P_{CC}$ . Le tableau I.5 indique ces limites des distorsions des tensions.

Tableau I.5 : Limites des distorsions des tensions au  $P_{CC}$  (IEEE 519-1996)

Niveau des tensions au $P_{CC}$	Taux individuel d'harmoniques (%)	Taux de distorsion global THD (%)
$V_n \leq 69kV$	3	5
$69kV < V_n \leq 161kV$	1.5	2.5
$V_n \geq 161kV$	1	1.5

Dans cette norme, les limites pour les courants ne se calculent pas en fonction du courant fondamental mais en fonction du courant maximal appelé par la charge  $I_L$  (courant effectif). La distorsion globale est quantifiée alors par le  $TDD$  (Total Demand Distortion) au lieu de  $THD$ . Les limites des émissions sont aussi liées au courant de court-circuit de l'installation issu de la puissance de court-circuit pour chaque niveau de tension. On présente dans le tableau I.6 ces limites uniquement pour  $V_n \leq 69kV$ .

Tableau I.6 : Limites des émissions harmoniques du courant  $I_h$  en % de  $I_L$  (IEEE 519/1159)

$V_n \leq 69kV$						
$I_{SC}/I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	$TDD$
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Avec,

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\%$$

$I_h$  : Amplitude du courant harmonique

$I_L$  : Courant maximal demandé par la charge ( $A_{RMS}$ )

$I_{SC}$  : Courant de court-circuit.

## **I-3-2 Supervision de la qualité de l'énergie.**

### **I-3-2.1 Qualité du réseau Norme EN 50160**

L'EN 50160 [21], stipule les limites admissibles des phénomènes perturbateurs affectant le signal sinusoïdal à 50 Hz (les harmoniques, les inter-harmoniques, les fluctuations de la tension, les creux de tension et les coupures brèves, les déséquilibres de tension triphasée, la transmission de signaux sur le réseau, les variations de fréquence de l'alimentation, les composantes continues dans les réseaux alternatifs, les perturbations transitoires/tensions et courants de choc, les décharges électrostatiques, les champs électromagnétiques et les champs magnétiques).

L'énergie électrique ainsi issue a une particularité: ses caractéristiques ne dépendent pas uniquement de sa production mais pour une large part de son utilisation. Certains phénomènes peuvent affecter les systèmes de transport ou de distribution (foudre, commutations, signaux de télétransmission, ...) mais ils n'entraînent généralement que des perturbations brèves. On retient pour cette norme :

- Les limites des tensions d'harmoniques : On retrouve les mêmes niveaux de compatibilité préconisés par les normes CEI 61000-2-2 (Réseau public BT), CEI 61000-2-4 (Installations industrielles).
- La limite du déséquilibre inverse : La composante inverse de la tension d'alimentation doit se situer entre 0 et 2% de la composante directe, de même pour la composante homopolaire. Ce sont les mêmes exigences que celles de la norme IEEE 1159-2009 qui suit.

### **I-3-2.1 Norme IEEE 1159-2009.**

En matière de déséquilibre, ce standard [22] retient les mêmes exigences que celles de la norme EN 50160 pour les valeurs limites  $\leq 2\%$  mais le calcul du facteur de déséquilibre est traité différemment. Nous revenons sur ces différences au cours de notre travail.

## **I-4 SOLUTIONS DE DEPOLLUTION HARMONIQUE**

Face à ces problèmes répandus des harmoniques et leurs conséquences techniques et économiques, les solutions efficaces pour limiter les émissions harmoniques et/ou pour dépolluer le réseau sont très recherchées à tous les niveaux de puissances pour les récepteurs et à tous les niveaux de l'installation. On trouve alors les récepteurs à absorption sinusoïdale qui permettent d'atténuer les émissions des perturbations au niveau de l'appareil même (téléviseur, ballast électronique pour éclairage fluorescent, etc....), mais ces solutions concernent les appareils à faible puissance ( $\leq 1\text{kW}$ ) et généralement monophasés [23]. Cette solution pour les alimentations AC/DC assure les exigences de la norme CEI 61000-3-2.

D'autres solutions proposées [24] qui consistent à confiner les harmoniques, pour des charges spécifiques, par l'usage des couplages particuliers des transformateurs. L'effet de couplage de transformateurs permet la suppression de certains rangs d'harmoniques.

Le couplage Dy arrête les harmoniques de rang 3, le couplage DZ arrête les harmoniques de rang 5 et le couplage Dyd arrête les harmoniques de rangs 5 et 7 comme schématisé sur la figure I.4.

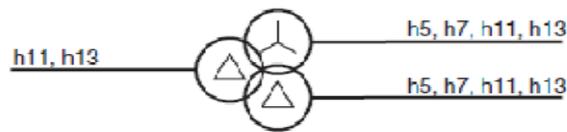


Figure I.4. L'utilisation du transformateur Dyd stoppe la propagation des harmoniques des rangs 5 et 7 vers l'amont du réseau

Il est proposé que le transformateur soit hexaphasé, et que les enroulements, de chaque phase, du transformateur en étoile et celui en triangle soient sur le même noyau magnétique pour avoir un flux lié permettant d'annuler complètement les rangs 5 et 7. Mais, on peut aussi réduire considérablement ces harmoniques en utilisant deux transformateurs indépendants (à noyaux séparés) à flux non liés. La figure I.5 montre les résultats (\*) pour ce montage lorsque chaque transformateur alimente un pont triphasé à diodes sur charge (R, L).

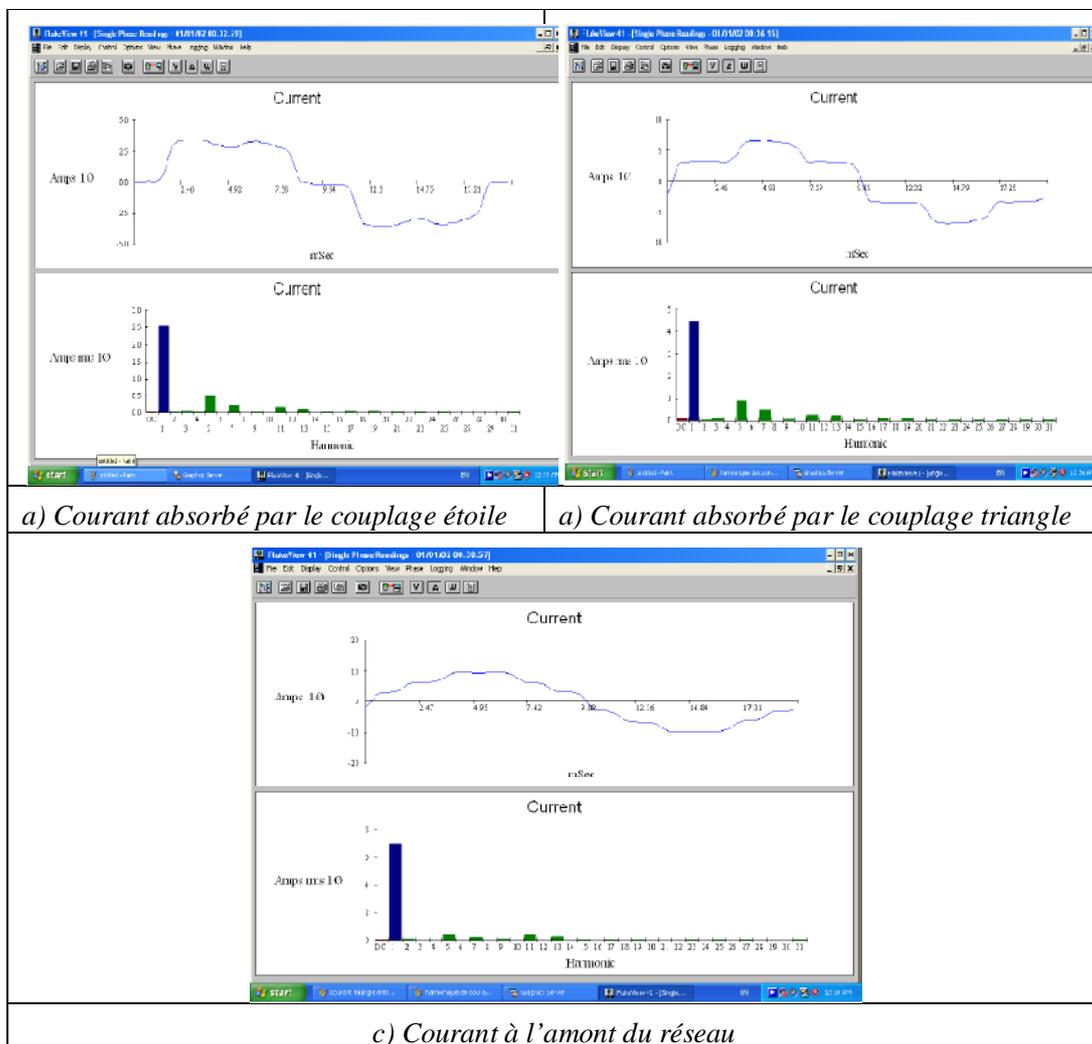


Figure I.5. Confinement des harmoniques par le couplage des transformateurs

(\*) Expérimentations faites au laboratoire d'électrotechnique du CNAM-Liban. Relevés avec Fluke 41B

Le filtrage passif [25] constitue aussi une solution de dépollution et d'amélioration du facteur de puissance sur les réseaux électriques. Il consiste à brancher en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment grande à la fréquence fondamentale du réseau. Un tel filtre est constitué généralement de composants passifs (R, L, C) assurant ainsi une compensation statique pour une charge à spectre fixe. Cependant, lorsque les harmoniques de la charge sont très variables faisant apparaître des fréquences non prévues lors du dimensionnement du filtre, on risque d'avoir une résonance entre le condensateur et l'inductance de ligne. Ce phénomène a limité l'emploi de ces filtres qui ne sont plus adaptés pour les réseaux actuels.

Toutes les solutions revues ne constituent pas une solution radicale pour les perturbations harmonique, par contre, lorsque le réseau comporte plusieurs charges polluantes, une compensation globale s'avère nécessaire. Or, le filtrage actif parallèle est une solution efficace et curative pour la dépollution harmonique des courants et s'adapte pour les circuits monophasés et triphasés pour tous les niveaux de puissances. Il ne cause pas de résonance avec le réseau et assure la compensation pour un spectre même variable. Le filtrage actif série permet la dépollution de la tension du réseau, d'autres structures hybrides font partie des procédés de filtrage actif aussi [26]. Notre objectif est le filtrage des harmoniques des courants, pour cela la solution du filtrage actif parallèle est choisie et fera la thématique de la thèse.

### I-5 LE FILTRAGE ACTIF PARALLELE

Sur la figure I.6 apparaît le synoptique d'un filtre actif triphasé connecté en parallèle sur un réseau alimentant une charge polluante. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie  $L_{fa,b,c}$  donnant la nature de source de courant pour le filtre.  $v_{1,2,3}(t)$  sont les tensions du réseau au point de livraison de l'énergie et  $v_{a,b,c}(t)$  sont les tensions au point  $P_{CC}$ . Généralement, les interrupteurs de puissance de l'onduleur du filtre actif sont des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT pour Insulated Gate Bipolar Transistor).

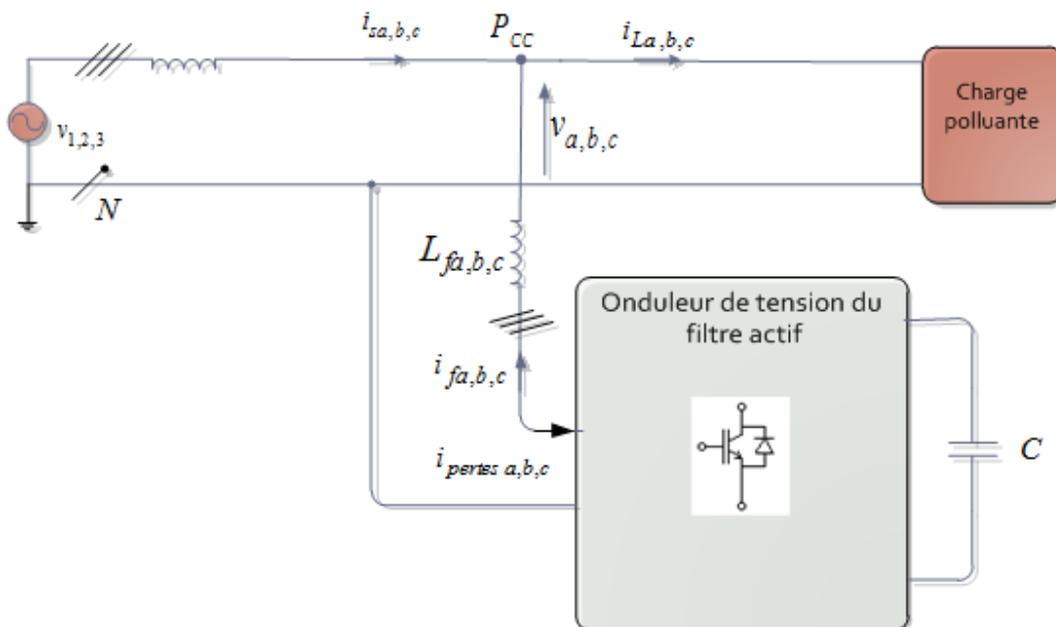


Figure I.6. Schéma du filtre actif connecté au réseau triphasé

## I-5-1 Revue de littérature sur les filtres actifs parallèles

Le FAP est la solution la plus utilisée pour la dépollution des courants harmoniques. La structure classique de l'onduleur à deux niveaux est très répandue pour les applications en BT. Plusieurs travaux de recherches se sont conduits autour, de part la commande du filtre depuis son modèle moyen [27-29] ou la commande directe et hybride [30-33], la commande linéaire et non linéaire [34-36], ou par mode de glissement [37]. Les stratégies de contrôle du FAP sont nombreuses [38,39]. Généralement, ces études sont menées sur des réseaux équilibrés et des fois perturbés par les harmoniques mais pas perturbés et déséquilibrés. Les travaux de recherche continuent afin d'améliorer les performances des filtres surtout pour des réseaux déséquilibrés et perturbés. A noter que la haute qualité des formes d'ondes du courant à la sortie des convertisseurs est fonction de la topologie utilisée, de l'application visée, de l'algorithme de commande, de son dimensionnement et de son environnement. Les recherches actuelles s'efforcent d'améliorer les performances des convertisseurs par différents moyens :

- Simplification du contrôle et optimisation des algorithmes pour améliorer le THD
- Equilibrage des tensions DC
- Réduction des ondulations du courant
- Atténuation des harmoniques pour répondre à un standard spécifique
- Développement de nouvelles topologies

Notre travail de thèse vise bien à améliorer les performances du filtrage actif et ce n'est pas par le biais des structures mais par l'algorithme de commande mais cela ne nous empêche pas de revoir l'utilité de ces structures. Cependant, plusieurs applications industrielles nécessitent, de nos jours, de fortes puissances en moyenne tension (MT), domaine pour lequel les composants de puissance actuels ne peuvent répondre avec des configurations standards. C'est ainsi que depuis quelques années les convertisseurs multi-niveaux (CMN) ont été introduits pour pallier ce problème. Les applications industrielles actuelles pour ces convertisseurs s'articulent autour du filtrage actif et d'autres besoins reconnus suivants: Interfaçage pour énergie renouvelables, HVDC (High Voltage DC transmission), FACTS (flexibles AC Transmission Systems), UPFC (Unified Power Flow Controllers), traction électrique et compensation statique. Les convertisseurs utilisés dans l'industrie comme produits standards sont :

- 1) *NPC : Neutral Point Clamped*, (connu aussi par Diode clamped), c'est une structure qui a été introduite par Nabae en 1981[40], depuis, plusieurs travaux ont été réalisés sur ce type de convertisseur [41-45]. Le 3L (3 level)-NPC est le plus utilisé en MT pour la commande des moteurs, mais le problème majeur de cette topologie est l'équilibrage des tensions DC et c'est pour cela que son usage est limité à 3L. En plus, il nécessite un filtre de sortie assez important [46].
- 2) *FLC : FLying Capacitor ou FC*, introduit par Meynard et Foch en 1992 [47], amélioré, par les mêmes auteurs, par une autre structure en 2002 [48]. C'est aussi une topologie populaire utilisée pour la commande des moteurs comme pour le filtrage actif [49-51]. La commande directe d'une structure 4 niveaux est faite dans [52,53]. Etant donné que la valeur de la capacité est inversement proportionnelle à la fréquence, cette topologie est préférentiellement destinée aux hautes fréquences.
- 3) *SCHB : Series Cascaded H-Bridge* introduit par Hammond en 1997 [54], une évolution a été proposée en 2006 par Ceglia et al [55]. La puissance et la tension sont facilement adaptée vu le caractère modulaire de ces convertisseurs. Le plus utilisé est le 5L-SCHB. L'énergie emmagasinée dans le filtre LC est réduite à 80% par rapport au NPC [46].

Des structures hybrides [56-57] existent telles que le NPC avec le demi pont H bridge connu aussi par NPC-HB (Half Bridge) ou NPC 1/2HB- 5L.

Toutes ces structures permettent d'améliorer les performances du filtre actif et apportent de meilleures performances que la structure à deux niveaux pour un même algorithme de commande ce qui a fait le début de nos travaux de thèse [58,59]. Inversement, on peut dire que lorsque la structure à deux niveaux améliore la qualité du filtrage, ce serait bien grâce à son algorithme de commande. C'est le choix que nous avons fait dans la suite de notre thèse.

### I-5-1 Principe de compensation des courants harmoniques

D'après la figure I.6, la charge absorbe les courants  $i_{La,b,c}(t)$  perturbés en harmoniques que le filtre doit compenser en injectant les courants  $i_{fa,b,c}(t)$ , pour que la source ne fournisse que les courants actifs  $i_{sa,b,c}(t)$ . On écrit pour la charge :

$$i_{Li}(t) = i_{Li,a}(t) + i_{Li,rh}(t) \quad (I.1)$$

Avec,  $i = a, b, c$ ,  $i_{Li,a}(t)$  est la part active du courant de la charge,  $i_{Li,rh}(t)$  est la part réactive et harmonique du courant de la charge.

Et pour la source, en considérant que les courants désirés sont actifs, soit  $i_{si,a}(t)$ , et correspondent majoritairement à la part active nécessaire pour la charge  $i_{Li,a}(t)$  à côté d'un faible courant  $i_{pertes,i}(t)$  qui sera absorbé par le filtre pour compenser ces pertes. On aura

$$i_{si}(t) = i_{si,a}(t) + i_{pertes,i}(t) \quad (I.2)$$

La loi des nœuds au  $P_{CC}$  de la figure I.6 implique

$$i_{si}(t) + i_{fi}(t) = i_{Li}(t) \quad (I.3)$$

En remplaçant (1) et (2) dans (3), on obtient :

$$i_{si,a}(t) + i_{pertes,i}(t) + i_{fi}(t) = i_{Li,a}(t) + i_{Li,rh}(t) \quad (I.4)$$

Or, le courant actif fourni par la source  $i_{si,a}(t)$  correspond à la part active  $i_{Li,a}(t)$  demandée par la charge, alors l'équation (I.4) donne :

$$i_{fi}(t) = i_{Li,rh}(t) - i_{pertes,i}(t) \quad (I.5)$$

L'équation (I.5) résume le principe de compensation attendue par le filtre actif. Selon la convention « générateur » utilisé pour le filtre, le diagramme vectoriel représentatif des courants existants dans le circuit est décrit sur la figure I.7. Il est à signaler que ce diagramme n'est pas vrai au sens physique car les harmoniques de fréquences différentes du fondamental ne peuvent pas être mis sur un même diagramme de Fresnel, mais nous considérons que la résultante de ces harmoniques  $i_{Li,h}(t)$  est un vecteur qui absorbe de puissance réactive comme la composante réactive fondamentale  $i_{Li,r}(t)$  donnant le vecteur courant  $i_{Li,rh}(t)$  en arrière de phase par rapport à la part active du courant  $i_{Li,a}(t)$  qui est à la fréquence du fondamental. Sur ce diagramme, les courants  $i_{pertes,i}(t)$  sont en phase avec la composante active du courant mais vu du filtre il apparaît une inversion de cette composante. Ainsi, le filtre injecte le courant  $i_{Li,rh}(t)$  et absorbe  $i_{pertes,i}(t)$ .

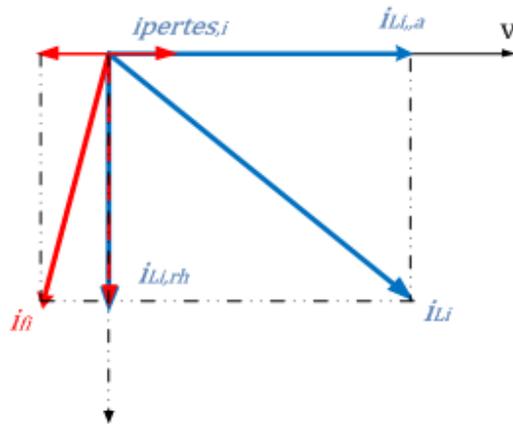


Figure I.7. Diagramme vectoriel des courants avec la convention « générateur » pour le filtre.

### I-5-3 Stratégie de contrôle du FAP

La compensation exacte de la part  $i_{Li,rh}(t)$  du courant de la charge nécessite avant tout une bonne précision sur l'extraction de ce courant. Or, la stratégie de contrôle d'un FAP, schématisée sur la figure I.8, s'articule autour de 4 blocs élémentaires.

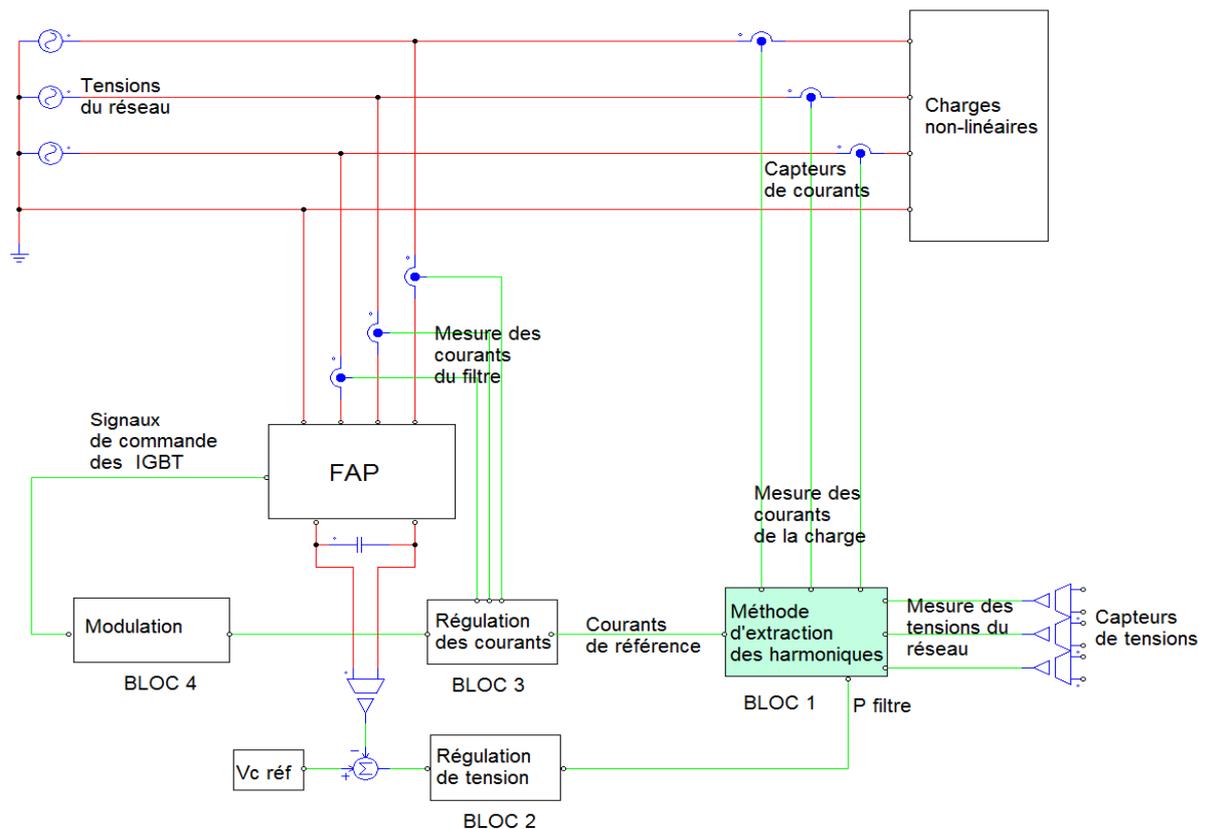


Figure I.7. Schéma simplifié de la stratégie de commande du FAP

- Le BLOC 1, qui est élémentaire pour toute stratégie de commande. C'est à cette étape que les courants de référence sont déterminés. Ce bloc peut décider de la suite de commande et les performances des algorithmes de commande en dépendent. Les méthodes d'extraction des courants de référence font le sujet du chapitre II.
- Le BLOC 2, permet de réguler les tensions du bus DC et de déterminer, par la suite, les pertes dans le filtre qui vont être absorbées du réseau [60-63].
- Le BLOC 3, assure la régulation des courants du filtre à leurs courants de référence, comme exemple, un régulateur PI permet de réduire l'erreur de suivi du courant du filtre par rapport à sa référence. A la sortie de ce bloc les signaux de références de commande sont déterminés.
- Le BLOC 4 génère les signaux MLI nécessaires à la commande des IGBT à partir des signaux de référence déjà établis.

D'autres schémas de contrôle peuvent aussi exister, ils fusionnent le bloc 3 et bloc 4. La logique de commande des interrupteurs est déterminée par la méthode même comme la SVM (Space-Vector Modulation) [64,65] et la commande prédictive qui est très prometteuse pour les structures classiques et multi-niveaux [66-70].

### **I-5-3 Positionnement de la thèse.**

Après cette revue sur les perturbations harmoniques et les filtres actif parallèles, notre travail se situe au niveau de la stratégie de contrôle du filtre actif et plus précisément, il concerne les méthodes d'extraction des courants de référence du BLOC 1.

Notre but est d'évaluer les performances des méthodes existantes dans le cas d'un réseau fortement perturbé et déséquilibré. Ensuite, développer une approche pouvant être déclinée sur différents réseaux (monophasé, triphasé 3 fils, triphasé 4 fils) améliorant la qualité de l'énergie fournie tant au niveau équilibrage que du taux de distorsion harmonique des courants de source.

Nous présentons en chapitre 2 un état de l'art ciblé sur les méthodes d'extraction des harmoniques basées sur le concept de puissance en comparant les performances obtenues en filtrage sur un réseau perturbé et déséquilibré.

Ensuite, en chapitre 3, nous exposons notre méthodologie (DCAP) basée sur un concept différent, de celui des méthodes étudiées, pour l'extraction des courants de référence pour les systèmes polyphasés. Ensuite, son application sur les systèmes triphasés est explicitée ainsi qu'en monophasé. Toutes les étapes aboutissant aux courants de référence seront détaillées et les résultats de simulation des blocs opératoires seront fournis. Les résultats de la méthode sont comparés aux résultats établis pour les autres méthodes et les performances sont évaluées.

Au chapitre 4 nous traitons les structures des filtres actifs. Après avoir fait le choix sur la topologie à utiliser, la modélisation des convertisseurs triphasés et monophasés et développées ce qui complète le schéma général de l'algorithme de commande.

Au chapitre 5, consacré à la validation expérimentale de la méthode proposée, on compare ces performances vis-à-vis de 3 méthodes sélectionnées. Et tous les résultats sont analysés et interprétés.

### **I-6 CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons regardé les causes et les conséquences techniques et économiques des perturbations harmoniques mettant en évidence la nécessité de dépolluer le réseau de distribution de

l'énergie électrique. Ensuite, nous avons vu passé en revue les solutions classiques qui permettent d'éliminer les harmoniques ainsi que les limites et problèmes liées à quelques une de ces solutions. Ce qui a laissé la place pour le filtrage actif parallèle comme solution curative et fiable pour améliorer la qualité de puissance et augmenter l'efficacité énergétique de l'installation.

Les performances du filtrage actif sont fortement liées à la méthode d'extraction des harmoniques ce qui fait le cœur de notre thèse.



## **CHAPITRE II**

### ***Etat de l'art sur les méthodes d'extraction des courants de référence des FAP.***

## *Sommaire*

<b>II-1 INTRODUCTION</b>	26
<b>II-2 COMPENSATION DU REACTIF ET DES HARMONIQUES : ETAT DE L'ART</b>	27
II-2-1 Bref historique.	27
II-2-2 Modèle archétype de réduction active des harmoniques.	27
II-2-3 Les structures de compensation à base de thyristors.	28
II-2-4 Algorithmes de commande dans le domaine fréquentiel.	28
II-2-5 Algorithmes de commande dans domaine temporel : Systèmes à 3 et 4 fils.	29
II-2-6 Discussion autour de la puissance homopolaire.	32
II-2-7 Algorithmes de commande basés sur la valeur moyenne de la puissance active et les valeurs efficaces des tensions.	33
<b>II-3 CONCEPTS DES METHODES D'EXTRACTION DES HARMONIQUES BASEES SUR LES GRANDEURS INSTANTANEEES</b>	35
II-3-1 Introduction	35
II-3-2 Concept de la méthode $p-q$ originale	36
<i>II-3-2.1 Application sur un réseau équilibré à 3 fils</i>	36
<i>II-3-2.2 Application sur un réseau déséquilibré à 4 fils</i>	37
II-3-3 Concept de la méthode $p-q$ modifiée	37
II-3-4 Concept de la méthode pseudo mapping-matrix	37
II-3-5 Concept de la méthode $p-q-r$	38
II-3-6 Concept de la méthode $NF p-q$	38
<b>II-4 ALGORITHMES DE COMMANDES ISSUS DES METHODES BASEES SUR LES GRANDEURS INSTANTANEEES</b>	38
II-4-1 Théorie de la puissance instantanée. Méthode $p-q$ . Application sur un réseau équilibré à 3 fils	38
II-4-2 Théorie de la puissance instantanée. Méthode $p-q$ . Application sur un réseau déséquilibré à 4 fils	43
<i>II-4-2.1 Compensation de la puissance réactive instantanée</i>	45
<i>II-4-2.2 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive</i>	47

II-4-3 Théorie de la puissance instantanée généralisée. Méthode $p-q$ modifiée. Application sur un réseau déséquilibré à 3 et 4 fils.	48
II-4-4 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Méthode $p-q$ mapping-matrix.	51
II-4-5 La méthode $p-q-r$	51
II-4-6 La méthode $NF p-q$	54
<b>II-5 COMPARAISON ENTRE LES METHODES</b>	55
II-5-1 Modèle de simulation	55
II-5-2 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ originale	60
II-5-3 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ modifiée	61
II-5-4 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ pseudo mapping-matrix	62
II-5-5 Résultats de simulations pour la méthode $p-q-r$	63
II-5-6 Résultats de simulations pour la méthode $NF p-q$	64
II-5-7 Evaluation des performances	65
<b>II-6 CONCLUSION</b>	66

## II-1 INTRODUCTION

Le filtrage actif sur le réseau électrique devient une nécessité pour pallier les problèmes générés par l'usage des charges non linéaires domestiques, tertiaires et industrielles en forte croissance.

Cette nécessité est d'autant plus avérée lorsque les tensions sur le réseau ne sont plus sinusoïdales et équilibrées. Cet état résulte généralement du haut niveau d'harmonique de courant et/ou du déséquilibre des courants circulant dans les lignes en raison notamment des charges monophasées perturbatrices connectées sur le réseau triphasé comme les chargeurs de batteries des voitures électriques et les sources d'énergie renouvelables [71], [72].

Le travail dans [73] montre que les perturbations sur les tensions pourraient dépasser les limites fixées par les normes en cas de progression d'usage des charges non linéaires.

Les tensions sur le réseau électrique peuvent être qualifiées de la sorte:

- a- équilibrées en amplitude
- b- déséquilibrées en amplitude
- c- équilibrées mais perturbées par la présence d'harmoniques
- d- déséquilibrées et perturbées par la présence d'harmoniques.

Reste que l'objectif principal de la compensation active sur le réseau (énergie réactive et harmoniques) est d'avoir :

- 1- un système triphasé équilibré en courant à la source
- 2- un courant actif minimal
- 3- un facteur de puissance unitaire
- 4- un courant du neutre nul de côté de la source lorsqu'il est relié.

La méthode d'extraction des harmoniques doit répondre aux critères de filtrage déjà mentionnés quel que soit l'état des tensions. Ces critères sont fortement liés aux exigences des normes sur la qualité de puissance sur les réseaux. En conséquence les filtres devraient pouvoir corriger une large variété de problèmes de qualité de puissance comme :

- i- la distorsion harmonique des courants (présence des charges non linéaires)
- ii- la détérioration du facteur de puissance (absorption du réactif)
- iii- la présence d'une composante inverse (déséquilibre des courants)
- iv- la présence d'une composante homopolaire (courant dans le neutre)
- v- effet flicker (présence d'une faible ondulation dans les tensions)

Dans ce chapitre nous allons passer en revue les méthodes d'extraction des harmoniques et ensuite étudier de plus près les méthodes basées sur les puissances instantanées.

Nous commençons le chapitre par un état de l'art sur les principes de compensation active ainsi que sur l'évolution des structures des systèmes de compensation pour arriver à la structure actuelle des filtres actifs. Nous verrons aussi l'évolution des méthodes de commandes utilisées que ce soit pour la compensation active des harmoniques ou bien le filtrage actif moderne. Nous présenterons alors les méthodes formulées en fonction des grandeurs instantanées des puissances et tensions et celles formulées en fonctions des valeurs moyennes des puissances et les valeurs efficaces pour les tensions, nous analyserons ces méthodes lors du déséquilibre et nous montrerons leurs points faibles. Ensuite, nous

présenterons en détails les méthodes formulées en fonction des grandeurs électriques instantanées pour compenser le courant réactif et les harmoniques. Nous menons une comparaison, par simulation, entre ces méthodes et nous montrerons les limites de ces méthodes lors du déséquilibre/perturbation des tensions.

Nous finirons ce chapitre par une conclusion sur les moyens actuels de filtrage en présence d'un réseau pollué en tensions.

## **II-2 COMPENSATION DU REACTIF ET DES HARMONIQUES : ETAT DE L'ART**

### **II-2-1 Bref historique.**

En 1902, fut inventé par Peter Cooper Hewitt, les diodes à vapeur de mercure utilisées pour redresser une tension ou un courant alternatif (AC) en courant continu (DC). Elles ont été utilisées pour la commande des moteurs électriques des locomotives et tramways, pour les radios et pour le transport d'électricité à courant continu. Ces convertisseurs ont duré jusqu'à l'apparition des semi-conducteurs de puissances dans les années 70.

A partir des années 30 des études sur les effets perturbateurs de ces redresseurs sur les courants du réseau et leurs éventuels effets sur les tensions ont été faites par [74], d'autres études plus vastes ont été rapportées dans la littérature par un témoin de l'époque [75]. Les effets des courants harmoniques sur les réseaux de communication sont étudiés dans [76]. Un approfondissement sur les effets néfastes des harmoniques liés toujours à ces systèmes a généré une série de travaux de recherches étudiés par [77], [78] et par [79] et sont référencées par [80].

### **II-2-2 Modèle archétype de réduction active des harmoniques.**

Au moment où les perturbations harmoniques devenaient une évidence sur les réseaux électriques, les recherches s'orientaient sur les solutions à ces problèmes afin de réduire lesdits harmoniques. Alors, basé sur les travaux de thèse d'El A. Kandil en 1954, une première méthode de réduction active des harmoniques dans les lignes du réseau a été développée par [80] qui consistait à injecter l'harmonique 3 dans les enroulements des transformateurs alimentant des redresseurs à diodes permettant ainsi de réduire les harmoniques dans le courant de l'enroulement primaire. Cette méthode s'appliquait seulement à une famille de convertisseurs.

Ensuite, un autre concept pour la compensation active des harmoniques a été introduit au début des années 70 par [81] et qui consistait à compenser le flux magnétique dans le transformateur qui alimente une charge non linéaire en injectant les harmoniques existants dans l'enroulement secondaire via un troisième enroulement disposé sur le même noyau magnétique et cela pour annuler les harmoniques dans le circuit magnétique. Les courants harmoniques sont déduits du courant perturbé après l'isolement de la composante fondamentale par un filtre résonnant, puis ces courants harmoniques sont amplifiés et injectés dans le troisième enroulement. La complexité de réalisation a fait obstacle au principe.

Ensuite, un autre principe est apparu [82] en application sur les convertisseurs, AC-DC alimentés par des transformateurs, qui prend en compte tous les harmoniques dans le secondaire du transformateur et consiste à injecter des courants à des fréquences données pour avoir un signal sinusoïdal au primaire du transformateur. Cette méthode n'était pas basée sur la mesure et l'extraction des harmoniques mais plutôt sur la connaissance préalable du contenu harmonique du signal (généralement un signal carré à l'entrée de convertisseur dont le développement en série de Fourier est aisé). Les sources de courants sont connectées en parallèle avec chaque enroulement du transformateur et les auteurs proposent comme

sources de courants, parmi d'autres, les machines synchrones. Il convient de noter que l'injection des courants harmoniques n'était pas faite jusque-là par des convertisseurs statiques et que la méthode s'inscrivait comme solution définie dans le domaine fréquentiel.

### **II-2-3 Les structures de compensation à base de thyristors.**

Durant cette époque marquée par une forte activité d'industrialisation avec un fort besoin de compenser la puissance réactive, générée par les machines asynchrones, les fours à arc et les variateurs basés sur les convertisseurs, afin de réguler et stabiliser les lignes de transmission et y limiter les chutes de tension. Des prototypes à base de thyristors ont permis de passer de la compensation statique par des condensateurs et des bobines à des systèmes de compensation contrôlables connus par les compensateurs statique du réactif à thyristors ou VAR compensateurs [83]. Le but était la correction du facteur de puissance dont la composante fondamentale du courant était mise en jeu. Par la suite, des progrès importants ont été accomplis sur les composants d'électronique de puissance en commutant des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées et c'est ainsi que le premier système à base de thyristors pour la compensation du réactif a été installé en 1978 à la sous-station de Rimouski d'Hydro Québec au Canada. Le système comportait un condensateur fixe de 85 MVAR et une inductance contrôlée de 120 MVAR et ceci afin de réguler la tension de 230 KV sur une ligne de transport [84].

Les premiers principes de filtrage actif des harmoniques par des convertisseurs à semi-conducteurs ont été proposés par [85], [86] suivis par les travaux de [87] et [88]. Ces filtres ont été développés pour éliminer les harmoniques générés par les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission de courant continu à haute tension (HVDC). Cependant, ces filtres actifs n'ont pu être réalisés dans des systèmes réels vu que les dispositifs à forte puissance et à fréquence élevée étaient non disponibles, mais l'évolution sur les composants de puissances alliée aux progrès effectués sur les capteurs de courants et tensions a fait qu'en 1982, le premier Filtre Actif Parallèle FAP de 800kVA, composé d'un onduleur MLI de courant et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [89].

Les premiers dispositifs ne compensaient que les perturbations harmoniques de courant. Toutefois, les filtres actifs ont évolué et des prototypes avec des fonctionnalités plus nombreuses sont apparus. Les filtres actifs modernes, en plus de compenser et amortir les courants harmoniques, compensent les déséquilibres de courant, contrôlent la puissance réactive et le flicker. Plus tard, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif [89]. En conséquence, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50kVA à 2MVA [90].

Actuellement et avec la disponibilité, à des prix raisonnables, des processeurs des signaux numériques, des FPGA ainsi que les capteurs de courants et tensions à effet Hall, les filtres modernes ont des performances supérieures à ceux des premières générations, ils sont plus légers et moins coûteux et sont très flexibles et s'adaptent à plusieurs fonctions et applications [91].

### **II-2-4 Algorithme de commande dans le domaine fréquentiel.**

Les premiers travaux sur les filtres actifs étudiaient les caractéristiques de compensation seulement dans le cas des régimes permanents et pour un spectre d'harmoniques fixe. L'algorithme de calcul des courants harmoniques se faisait dans le domaine fréquentiel par les composantes symétriques comme proposé dans [88]. Cependant, dans le cas des régimes transitoires comme ceux causés par des charges fluctuantes, ou la variation de fréquence/vitesse des machines asynchrones la conception des circuits de compensation est

devenue plus difficile. La FFT ou la DFT nécessitent d'abord un régime statique de fonctionnement et une période fixe pour l'étude. Or, lors des transitoires, les périodes ne sont plus identiques, le régime n'est pas stable, et l'extraction des informations par la méthode de Fourier n'est plus exacte [92]. Les problèmes rencontrés lors des transitoires [88] fait naître le besoin de définir la puissance réactive instantanée qui a été établie en 1983 (en Japonais) et connue à l'international après sa publication en anglais par [93] qui n'est que la théorie de la Puissance Réactive Instantanée (IRP pour Instantaneous Reactive Power) connue par la théorie d'Akagi ou la méthode  $p-q$ . Elle prenait en compte la compensation lors du transitoire à travers la puissance réactive instantanée. Ce qui induit que le facteur de puissance reste unitaire, selon l'étude, même lors du transitoire.

## II-2-5 Algorithmes de commande dans le domaine temporel : Systèmes à 3et 4 fils.

*Avertissement : Il est utile, dès lors, de décrire les expressions des courants actifs issus de la compensation afin de montrer les nuances entre les méthodes et faciliter l'enchaînement de l'exposé. A noter que le courant actif est écrit avec un indice ( $a, p$  ou  $dc$ ), pour conserver les mêmes écritures des méthodes), est établi selon  $i_{a,p,dc}(t) = i(t) - i_c(t)$ , avec  $i_c(t)$  le courant à compenser par les différentes méthodes.*

La théorie IRP a été considérée comme la base des méthodes d'extraction des harmoniques dans le domaine temporel pour la compensation de la puissance réactive et des harmoniques moyennant le filtrage actif sur des réseaux triphasés équilibrés à 3-fils. Cette méthode compense la puissance réactive instantanée sans altérer la puissance active instantanée  $p(t)$ . Les courants actifs issus de la compensation sont alors exprimés en fonction des grandeurs instantanées de la puissance active et des tensions comme dans (II.1).

$$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{p(t)}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\alpha}(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{p(t)}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\beta}(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Deux années plus tard un autre travail [94] propose la compensation des ondulations de la puissance active instantanée exprimée par  $\tilde{p}$  dans (II.2),  $\bar{p}$  est la part continue de la puissance  $p(t)$ .

$$p(t) = \tilde{p} + \bar{p} \quad (\text{II.2})$$

Les auteurs discutent dans le même travail les conséquences de cette considération sur le courant filtré en fonction de la fréquence de l'ondulation de la puissance  $\tilde{p}$ . Il est dit, alors, que si la fréquence des ondulations est supérieure au double de la fréquence du fondamental, un harmonique 3 apparaît dans le courant de ligne sans qu'il soit présent dans le courant de la charge. Des inter-harmoniques apparaissent aussi pour d'autres fréquences des ondulations. Lors de la compensation de  $\tilde{p}$ , les courants de ligne prévus après compensation sont alors exprimés en fonction de la valeur moyenne ( $P$ ) de la puissance active et des grandeurs instantanées des tensions (II.3).

$$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{P}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\alpha}(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{P}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\beta}(t) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Dans cette formulation, le choix du filtre passe haut pour extraire les ondulations est primordial dans la stratégie de contrôle et la compensation de  $\tilde{p}$  impose des contraintes sur le condensateur du bus DC. Les détails sur cet aspect sont fournis dans [95].

Depuis la théorie  $p-q$ , plusieurs études et critiques ont été entreprises sur ces deux formulations [96] considérant qu'il n'y a pas un sens physique à la définition de la puissance réactive dans IRP et proposait un autre concept pour la puissance réactive. Un autre travail basé sur la définition des puissances dans le repère  $\alpha, \beta$  définissait 2 autres grandeurs liées à la composante inverse à côté des puissances actives et réactives pour le contrôle des compensateurs à thyristors [97]. Dans le travail [98], les auteurs montrent que les composantes inverses et directes sont prises en compte dans la définition des puissances selon la théorie  $p-q$  et cela a été démontré par l'analogie des puissances entre les résultats obtenus par les composantes symétriques et la théorie  $p-q$ . D'autres travaux s'orientaient directement sur la définition des courants actifs et réactifs sans passer par la transformation dans le repère orthogonal comme le travail de [99] qui montrait l'analogie entre le courant actif dans (II.1) exprimé dans le repère  $\alpha, \beta$  et celui qu'il a défini directement dans le repère  $a, b, c$  (II.4) dont l'indice ( $i$ ) se réfère aux phases  $a, b, c$ .

$$i_{a,i}(t) = \frac{p(t)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} v_i(t) \quad (\text{II.4})$$

Selon cette approche, la méthode pourrait être utilisée en monophasé au contraire de la méthode  $p-q$  et l'auteur ne trouve pas un besoin physique de la transformation  $\alpha, \beta$ .

Jusqu'à-là les méthodes concernaient les réseaux à 3 fils mais depuis les années 90, les études sur l'effet des harmoniques sur le courant du neutre se multipliaient [100], [101], [102], [103] accompagné d'un intérêt grandissant pour la compensation sur les réseaux à 4 fils. En outre, durant cette période les recherches s'orientaient sur les réseaux déséquilibrés en tension et comme la théorie IRP n'était pas faite pour, alors plusieurs méthodes ont été développées à la suite pour les systèmes triphasés 4 fils pour tenter d'équilibrer les courants en présence d'un déséquilibre des tensions, que ce soit par le biais des puissances ou directement à partir de la décomposition des courants.

Une méthode de compensation nommée la UPF (Unit Power Factor) [104] permet d'avoir un courant qui a la même forme de la tension pour avoir un facteur de puissance unitaire mais il est évident que si la tension est perturbée, le courant suit. Dans [105] une nouvelle définition des courants actifs et réactifs, nommés  $i_p$  et  $i_q$  est établie et montre la similarité entre les puissances définies par cette nouvelle méthode et la théorie  $p-q$ .

Les travaux de [106] débouchent sur la théorie de la puissance instantanée généralisée connue aussi par la théorie de « Cross Vectors » pour les systèmes triphasés 3 et 4 fils. Les composantes homopolaires en tension et courant sont prises en compte dans cette théorie. Les auteurs montrent, pour un cas équilibré en tension et déséquilibré en courant, que la composante homopolaire du courant est éliminée par cette méthode et que la méthode  $p-q$  ne peut pas traiter l'exemple étudié vu qu'elle est fondée pour les systèmes à 3-fils. Comme réplique à cette étude et dans [107] les auteurs étendent la méthode  $p-q$  pour un système à 4-fils en introduisant la formulation connue par la pseudo mapping-matrix et montrent que la  $p-q$  avec la pseudo mapping-matrix permet d'éliminer le courant dans le neutre de la source si les tensions sont même déséquilibrées. Ensuite un autre travail de [108] reprend les travaux sur un réseau déséquilibré et montre que la théorie généralisée ne permet pas l'annulation de la composante homopolaire si les tensions sont déséquilibrées. Ensuite un travail de comparaison dans [109] entre la théorie  $p-q$  originale, étendue à une application en 4 fils, et la théorie de Peng, dont on lui a attribuée pour ce travail le nom de théorie  $p-q$  modifiée, montre que le courant nécessaire à la compensation de la composante homopolaire n'est pas égal, au courant du neutre de la charge ainsi le courant du neutre de la charge ne peut pas être compensé lorsque les tensions sont déséquilibrées. C'est ce que l'on retiendra de la théorie  $p-q$  modifiée alors que l'approche  $p-q$  en application sur un réseau 4-fils permet cette annulation. On notera cependant que la

compensation des ondulations dans la  $p-q$  à 4 fils diffère dans son concept de celle de la  $p-q$  sur 3-fils. Elle dépend fondamentalement de la puissance homopolaire et de ces ondulations. Nous revenons sur cette question en paragraphe II-2-6 où nous discuterons les ambiguïtés liées à la nature de la puissance homopolaire et aux possibilités de compensation de ces ondulations et aussi, au paragraphe II-4-2 lors du développement de la méthode  $p-q$  pour 4 fils avec de plus amples détails.

Les courants actifs dans le repère  $\alpha, \beta$  issus de la  $p-q$  modifiée s'écrivent en fonction de la puissance active instantanée et les tensions instantanées comme dans (II.5) :

$$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{p(t)}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} v_\alpha(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{p(t)}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} v_\beta(t) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Ou bien, en fonction de la puissance active et des tensions instantanées comme dans (II.6) :

$$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{P}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} v_\alpha(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{P}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} v_\beta(t) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

De toute façon, le choix entre les deux concepts influence le choix du composant de stockage car la compensation de  $\tilde{p}$  impose au condensateur de fournir cette part active des ondulations.

Ensuite, la théorie  $p-q-r$  dans [110] et [111] s'est présentée comme candidate pour la compensation du courant du neutre en régime équilibré et déséquilibré. Elle propose deux types de compensation, soit en passant par les puissances soit par les courants. Elle a présenté des performances meilleures que celles de la  $p-q$ ,  $p-q$  mapping-matrix et la  $p-q$  modifiée au niveau de l'équilibre des courants et la compensation du courant du neutre mais n'atteint pas les performances exigées par les normes et son algorithme est complexe car il faut effectuer une double transformation du repère  $a, b, c$  au repère  $\alpha, \beta, 0$  et ensuite vers le repère  $p, q, r$  afin de déterminer les courants de référence et refaire le chemin inverse pour établir les courants de référence dans le repère initial. Le courant actif issu de la compensation, dans le repère  $p, q, r$  est formulé dans (II.7).

$$i_{pdc}(t) = \bar{i}_p = \frac{P}{\sqrt{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (\text{II.7})$$

Toutes les méthodes ( $p-q$ ,  $p-q$  modifiée, pseudo mapping-matrix et  $p-q-r$ ) sont basées sur la compensation par la voie des puissances et elles ont les mêmes performances pour le cas des systèmes équilibrés en tension mais possèdent des performances différentes dans le cas des tensions perturbées et/ou déséquilibrées [112], [113], [114]. En outre, aucune de ces méthodes ne permet d'équilibrer les courants lorsque les tensions sont déséquilibrées et perturbées et toutes ne peuvent annuler correctement le courant dans le neutre [115].

Ensuite, une méthode dans [116] propose une Nouvelle Formulation de la théorie  $p-q$ , d'où le nom *NF p-q*, en répartissant la composante homopolaire du courant identiquement sur les trois phases. La méthode permet d'avoir un système équilibré en courant et un courant du neutre filtré dans le cas des tensions équilibrées mais ne permet pas au cas de déséquilibre des tensions.

En final, et en ce qui concerne les méthodes basées sur les grandeurs instantanées, la méthode IRP est restée une méthode attractive et la plus utilisée pour les premiers filtres actifs surtout au Japon [91] et les discussions autour de cette notion ne cessent de générer des travaux de recherche [117], [112], [118] et [119] malgré son incapacité à obtenir un système de courant sinusoïdal en cas de déséquilibres de tension.

Nous présentons en fin de ce paragraphe le tableau II.1 sommatif sur les courants actifs, exprimés ci-avant, issus des différentes stratégies de compensation.

Tableau II.1 : Présentation sommatif sur les courants actifs issus de quelques algorithmes de commande.

<b>Courants actifs issus de la stratégie de compensation</b>				
<b>Méthode</b>	<b>Stratégie de compensation de la puissance réactive instantanée</b>	<b>Grandeurs utilisées</b>	<b>Stratégie de compensation du réactif et des harmoniques</b>	<b>Grandeurs utilisées</b>
<b><i>p-q</i> originale (II.1) et (II.3)</b>	$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{p(t)}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\alpha}(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{p(t)}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\beta}(t) \end{cases}$	<i>Puissance et tensions instantanées</i>	$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{P}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\alpha}(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{P}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\beta}(t) \end{cases}$	<i>Puissance moyenne et tensions instantanées</i>
<b>Décomposition directe dans le repère cartésien (II.4)</b>	$i_{\alpha i}(t) = \frac{p(t)}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_c^2} v_i(t)$	<i>Puissance et tensions instantanées</i>		
<b><i>p-q</i> modifiée (II.5) et (II.6)</b>	$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{p(t)}{v_0^2 + v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\alpha}(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{p(t)}{v_0^2 + v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\beta}(t) \end{cases}$	<i>Puissance et tensions instantanées</i>	$\begin{cases} i_{\alpha p}(t) = \frac{P}{v_0^2 + v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\alpha}(t) \\ i_{\beta p}(t) = \frac{P}{v_0^2 + v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} v_{\beta}(t) \end{cases}$	<i>Puissance moyenne et tensions instantanées</i>
<b><i>p-q-r</i> (II.7)</b>			$i_{pac}(t) = \frac{P}{\sqrt{v_0^2 + v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}}$	<i>Puissance moyenne et tensions instantanées</i>

## II-2-6 Discussion autour de la puissance homopolaire

Une ambiguïté existe dans l'interprétation de la nature de la puissance homopolaire entre les théories *p-q* pour 4 fils, *p-q* modifiée et la *p-q-r*. Or, dans les travaux de [120] en application de la méthode *p-q* en 4 fils, les auteurs développent l'expression de la puissance homopolaire et montrent que c'est une puissance de nature active ayant, comme toute puissance, une part DC et une part AC relative à ces ondulations à une exception que la puissance homopolaire ne peut pas avoir une composante moyenne active indépendante de ces ondulations. En regard, il n'est pas possible de compenser séparément les ondulations  $\tilde{p}_0$  de la puissance homopolaire  $\bar{p}_0$ . En conséquence de quoi, les auteurs proposent un moyen de contrôle basé sur le concept d'équilibrage des puissances moyennes actives entre l'ensemble source-filtre-charge. Ce concept suppose qu'il est possible d'extraire une puissance active « non homopolaire »  $\Delta\bar{p}$  du repère  $\alpha, \beta$ , de même amplitude que la puissance homopolaire  $\bar{p}_0$  et laisser le filtre la conduire à la charge à travers les grandeurs homopolaires. Nous revenons sur ce point lors de développement de la méthode *p-q* en 4 fils en paragraphe (II-4-2).

Contrairement à la nature active de la puissance homopolaire, que nous venons de présenter, dans le travail de [106] sur la  $p-q$  modifiée, les auteurs décomposent la puissance homopolaire en deux parts active et réactive et compensent la part réactive comme toutes autres puissances réactives du circuit ce qui va à l'encontre du concept dans [120]. Dans [109], les auteurs montrent aussi qu'il n'y a pas une composante réactive instantanée dans la puissance homopolaire mais sa compensation ne nécessite pas un élément de stockage vue son interaction avec la puissance  $p_{\alpha\beta}$ . Ce concept a été fortement critiqué dans [111] car pour compenser  $p_0$ , toujours selon l'auteur, il faut maintenir constante la somme  $p_0 + p_{\alpha\beta}$ , alors il faut agir sur  $p_{\alpha\beta}$  lors de la variation de la charge ce qui ne peut se faire qu'avec un élément de stockage énergétique. De plus, dans les travaux de [111] sur la  $p-q-r$  le courant homopolaire est compensé en compensant les puissances réactives sans avoir besoin à un élément de stockage d'énergie. Ceci laisse comprendre que la puissance homopolaire est de nature réactive. Ensuite, dans [118], les auteurs comparaient et discutaient les performances entre la  $p-q$  et la  $p-q-r$ . Ils considéraient que l'annulation du courant du neutre dans la  $p-q-r$  était plutôt lié au concept d'équilibrage des puissances actives dans le circuit (présenté ci-avant) utilisé involontairement dans la  $p-q-r$  et n'est pas lié à la compensation du réactif ce qui contrevient les définitions des puissances dans la  $p-q-r$ .

## II-2-7 Algorithmes de commandes basés sur la valeur moyenne de la puissance active et les valeurs efficaces des tensions.

L'évolution des méthodes de compensation n'était pas isolée des recherches qui étudiaient la formulation des courants actifs et réactifs servant à la base à quantifier les composantes du courant à fournir par la source dans le cas de tensions perturbées et déséquilibrées. Le problème relevé avec les puissances électriques, avant le problème de compensation, réside dans la définition et la mesure de l'énergie réactive que ce soit en régime statique ou en régime transitoire.

En effet, la puissance réactive a été définie en régime statique par Budeanu (1927) par  $Q = \sum_n U_n \cdot I_n \cdot \sin\varphi_n$  avec  $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$  et dans le cas de régime non sinusoïdal il introduit la puissance déformante  $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$ . Malgré les objections, rapportées dans [121], de Fryze (1932) qui argumentait pour décomposer la tension et le courant en série de Fourier avant de définir la puissance, et les objections de Shepherd et Zakikhani (1972) qui considéraient qu'il n'y a pas de sens physique à cette définition et suggéraient qu'une autre quantité soit choisie pour l'énergie réactive, le concept de Budeanu est resté le plus utilisé jusqu'à ce que le besoin de définir une puissance réactive instantanée est devenu omniprésent dans les travaux de recherche pour la compensation.

Basé sur les travaux de Fryze [dans [124], l'original étant en Polonais [140]] pour la définition du courant actif en monophasé par  $i_a(t) = \frac{P}{V^2} \cdot v_a(t)$  où  $V$  est la valeur efficace de tension et  $P$  la puissance active moyenne, les travaux de recherches visaient à étendre ce concept en triphasé. Des similarités dans la définition du courant actif en triphasé sont obtenues dans les travaux de [122], [123] et [124] qui se formalise finalement en fonction de la puissance active moyenne et les valeurs efficaces des tensions (II.8) mais les définitions des puissances apparentes ou réactives n'étaient pas les mêmes dans les différents travaux. Dans [122] la puissance réactive est donc formulée par  $Q = \sqrt{\sum_i V_i^2 \cdot \sum_i I_{ir}^2}$  où  $I_{ir}$  est la composante réactive du courant avec ( $i$ ) comme indice pour les phases  $a, b, c$  et  $S = \sqrt{\sum_i V_i^2 \cdot \sum_i I_i^2}$  ou  $I_i$  est la valeur efficace du courant. Dans [123], les auteurs introduisent la notion de courants réactifs instantanés à composantes capacitive et réactive et une partie résiduelle. Ce dernier modèle a été validé par la

Commission d'électrotechnique International (CEI) mais la conception d'un circuit de mesure est très compliquée à réaliser [124].

Cependant, dans le travail de [124], le courant de la charge sous tensions perturbées et déséquilibrées est décomposé en cinq courants dont la part active est formulée en fonction de la puissance active et les valeurs efficaces des tensions par (II.8). Cette décomposition est nommée par l'auteur théorie CPC (Current's Physical Components).

$$i_{a,i}(t) = \frac{P}{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} v_i(t) \quad (\text{II.8})$$

La somme  $(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)$  est censée représenter la valeur efficace (au carré) d'un système triphasé de tensions et ce modèle était prévu pour les systèmes déséquilibrés en tension. Le calcul de cette somme est basé sur le formalisme mathématique tel que pour une grandeur  $y(t)$  (courant ou tension) sa valeur efficace s'exprime par:

$$Y = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T y(t) \cdot y^*(t) \cdot dt} \quad (\text{II.8.a})$$

Où  $y^*(t)$  est le conjugué de  $y(t)$ . Ce qui permet d'écrire que la valeur RMS (au carré) du système triphasé est :

$$V_{RMS\ 3-}^2 = V_a^2 + V_b^2 + V_c^2 \quad (\text{II.8.b})$$

Mais les travaux de [125] qui menaient une étude basée sur la décomposition du « vecteur de Park » des tensions et courants retrouvaient l'analogie entre la valeur efficace (au carré) du système triphasé  $(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)$  d'après le vecteur de Park et la formulation de Czarnecki à condition que la composante homopolaire de tension soit nulle. Et dans le cas contraire, si les tensions sont déséquilibrées, la grandeur  $(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)$  ne représente plus la valeur efficace (au carré) du système triphasé et la formulation du courant actif dans (II.8) sera erronée. En outre, cette approche ne permet pas l'élimination du courant du neutre en cas de déséquilibre de tension. D'autres approches comme la FBD (Fryze-Bucholz-Depenbrock) dans [126] qui modélise un circuit électrique par des « branches » dont chacune représente une source de tension, une source de courant et une conductance. Le schéma électrique équivalent permet de séparer les courants (actif, réactif, harmonique) ou les tensions dont les puissances seront ainsi séparées l'une de l'autre. La conductance active équivalente, selon la méthode, n'est pas instantanée, elle nécessite une période de fonctionnement pour avoir des valeurs moyennes. Le courant actif issu de cette méthode est similaire à celui obtenu dans (II.8).

Cependant, dans les travaux de [127] les auteurs proposent de séparer la composante homopolaire de la tension en écrivant :

$$u(t) = v(t) - v_0(t) \quad (\text{II.8.c})$$

Et les courants actifs deviennent :

$$i_{a,i}(t) = \frac{P}{U_a^2 + U_b^2 + U_c^2} u_i(t) \quad (\text{II.8.d})$$

Avec  $U$  la valeur efficace des tensions sans la composante homopolaire  $v_0(t)$ . Une comparaison entre les deux approches (formulation avec et sans composante homopolaire) dans [128] permet de conclure que le courant du neutre sera éliminé selon la deuxième approche. Ce travail est renforcé par [129] dont les

auteurs appliquent ce concept sur les courants actifs formulés en fonction des valeurs efficaces appelé (Time-Average Compensation/TAC) et aussi sur les courants actifs formulés en fonction des grandeurs instantanées des tensions (Time-Instantaneous Compensation/TIC). La comparaison effectuée entre TIC et TAC montre que, seule, la compensation selon TAC permet d'éliminer le courant du neutre et selon le concept de [127] dans le cas d'un réseau déséquilibré.

Mais pour les réseaux perturbés par les harmoniques, ces méthodes, telles qu'elles sont formulées en fonction des valeurs efficaces des tensions ne permettent pas d'avoir un système équilibré en courants et pour remédier à ce problème, les auteurs de [113] proposent une formulation basée sur le concept précédent mais en utilisant le système direct des tensions fondamentales dans le cas de système perturbé et déséquilibré en tension. La formulation des courants actifs en découle dans (II.9).

$$i_{a,i}(t) = \frac{P}{v_{fa}^{+2} + v_{fb}^{+2} + v_{fc}^{+2}} v_{fi}^{+}(t) \quad (\text{II.9})$$

Les auteurs justifient le choix de considérer uniquement la composante directe par le fait que les tensions du réseau sont, en général, légèrement déséquilibrées et le faible déséquilibre existant est plutôt de nature directe. Mais ce n'est qu'un cas particulier et ceci revient à dire que le système n'est pas vraiment perturbé et de plus que la méthode nécessite une PLL. Or, l'utilisation d'une PLL pour l'extraction du système direct des tensions ne permet pas d'avoir les vrais valeurs des tensions existantes ce qui induit une instabilité du système lorsque la fréquence du système varie [111].

Les recherches sur les définitions des composantes actives et réactives instantanées du courant ne cessent d'être un sujet d'actualité scientifique ou les dernières publications sont très récentes [130] et durant ces quelques dernières années, une série de travaux de recherches pour la commande des filtres actifs parallèles par un algorithme issu de la méthode  $i_p - i_q$  font émergence. Initiée par [105] et reprise par [131], la méthode  $i_p - i_q$  dérive de la méthode  $p-q$  et s'applique en monophasé et en triphasé [132], [133], [134] et [135]. Dans [136] une étude est faite sur la compensation basée sur la méthode  $i_p - i_q$  qui montre que la puissance active extraite par la méthode manque d'informations en cas de déséquilibre et perturbation des tensions. Alors les courants de référence sont affectés et, par conséquent, les performances du filtrage actif.

Il est utile à la fin de cette revue bibliographique de citer la référence [137] qui étudie 223 publications et recense toutes les méthodes existantes, jusqu'à sa date d'apparition, pour la commande des filtres actifs ainsi que la commande pour les structures, monophasée, triphasée à 3 fils, triphasée à 4 fils à côté d'autres références pertinentes dans le domaine.

## II-3 CONCEPTS DES METHODES D'EXTRACTION DES HARMONIQUES BASEES SUR LES GRANDEURS INSTANTANEEES

### II-3-1 Introduction

Notre travail s'articule autour des méthodes de compensation en présence d'un réseau perturbé et déséquilibré en tension. Nous allons donc étudier cinq méthodes connues dans la littérature, dont les courants réactifs de référence sont extraits à partir des puissances calculées dans le circuit électrique. Nous présenterons succinctement le concept de chaque méthode et ensuite nous développeront leurs algorithmes d'extraction harmonique pour le filtre actif parallèle.

### II-3-2 Concept de la méthode $p-q$ originale

Cette méthode définie au départ pour les réseaux équilibrés à 3-fils a été par la suite étendue pour les réseaux déséquilibrés à 4 fils comme nous l'avons vu dans l'état de l'art. Les concepts de puissance dans les deux méthodes ne sont pas les mêmes ainsi que les concepts pour la compensation sont différents et cela est lié la présence de la composante homopolaire de puissance dans les réseaux à 4 fils ou le courant et la tension homopolaire ne sont pas nuls en cas de réseau déséquilibré. Nous présenterons d'abord son concept pour les réseaux à 3 fils et ensuite pour les réseaux à 4 fils.

#### II-3-2.1 Application sur un réseau équilibré à 3 fils

La  $p-q$  originale est définie d'après une transformation des grandeurs électriques du repère  $a, b, c$  au repère orthogonal  $\alpha, \beta$ . Une homogénéité existe entre les puissances exprimées dans les deux repères. Cette méthode est basée sur un concept qui définit dans le circuit électrique à côté de la puissance active instantanée  $p(t)$  une autre puissance réactive instantanée  $q(t)$  qui fait l'originalité de la méthode. Cependant, pour éliminer la puissance réactive il suffit de compenser  $q(t)$  sans aucune action sur la puissance active  $p(t)$  comme dans l'équation (II.1) ci-avant. C'est la compensation de la puissance réactive instantanée. Dans ce cas, les tensions  $v_\alpha(t), v_\beta(t)$  sont sinusoïdales et en quadrature car les tensions sont équilibrées ce qui induit que la somme des grandeurs  $v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t)$  est constante. Par contre, la puissance  $p(t)$  contient des ondulations  $\tilde{p}$  liées aux harmoniques de courants et qui apparaissent dans les courants actifs de lignes dans (II.1) après la compensation. Les fréquences existantes dans  $\tilde{p}$  sont différentes des fréquences dans la charge qui sont le but de la compensation alors les courants de ligne ne sont pas purement sinusoïdaux [94]. En contrepartie, la compensation se fait sans besoin de composant de stockage énergétique et aucune puissance active instantanée circule dans le filtre. Cela donne  $p_f(t) = 0$ .

Pour atténuer les ondulations de la puissance  $\tilde{p}$ , il est envisageable alors de les compenser et rendre la puissance dans la source constante [94] comme dans (II.3). Dans ce cas les courants de ligne sont « plus » sinusoïdaux par contre la puissance active instantanée dans le filtre  $p_f(t) = \tilde{p}$  n'est plus nulle mais sa valeur moyenne,  $\langle p_f(t) \rangle = \langle \tilde{p} \rangle = 0$ , l'est bien [129]. En conséquence, la compensation nécessite un condensateur plus grand.

Les deux approches de compensation déjà évoquées contraignent les autres méthodes aussi car les concepts liés aux puissances se reproduisent à chaque fois qu'ils sont soumis aux mêmes conditions. Cela veut dire que la même analyse s'applique sur les méthodes,  $p-q$  modifiée, Pseudo mapping-matrix,  $p-q-r$ ,  $NF p-q$ .

Mais le problème ne s'arrête pas à ce niveau. En effet, lorsque les tensions sont déséquilibrées, les tensions  $v_\alpha(t), v_\beta(t)$  ne sont plus ni sinusoïdales ni en quadrature ce qui affecte la constance de la somme  $v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t)$  ce qui se répercute directement sur les courants actifs de lignes dans (II.1) et/ou (II.3). Ils seront déséquilibrés et de plus des fréquences liées cette fois ci aux ondulations de la somme  $v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t)$  apparaissent dans les courants de lignes rajoutées à celles produites par  $\tilde{p}$ .

Cette dernière remarque touche finalement toutes les méthodes formulées en fonction des grandeurs instantanées de tensions.

### II-3-2.2 Application sur un réseau déséquilibré à 4 fils

La méthode  $p-q$  a été étendue sur les applications à 4 fils pour réseaux équilibrés et/ou déséquilibrés. Cependant, on définit une puissance homopolaire par  $p_0(t) = v_0(t) \cdot i_0(t)$  liée aux composantes homopolaires  $v_0(t)$  des tensions déséquilibrées et au courant homopolaire  $i_0(t)$  dans le fils neutre de la charge. Cette puissance se rajoute à la puissance active  $p_{\alpha\beta}(t)$  dans le repère  $\alpha, \beta$ . La puissance active totale devient  $p(t) = p_{\alpha\beta}(t) + p_0(t)$ . La puissance réactive reste inchangée en comparaison à celle de la méthode  $p-q$  pour 3 fils.

La compensation instantanée ne cause aucun problème car la puissance active instantanée n'est pas affectée. Par contre, pour compenser les ondulations de la puissance  $\tilde{p}(t) = \tilde{p}_{\alpha\beta}(t) + \tilde{p}_0(t)$ , on se heurte au concept (traité en II-6) que les ondulations de la puissance homopolaire ne sont pas séparées de sa part DC (elles vont de pair). Plus de détails seront traités dans (II-4-2). Quoiqu'il en soit, cette méthode ne pouvait pas atteindre les performances exigées pour un réseau 4 fils lorsque les tensions sont déséquilibrées. Les courants restent déséquilibrés par contre le courant dans le neutre est compensé.

### II-3-3 Concept de la méthode $p-q$ modifiée

Prévue pour le système à 4 fils, cette deuxième méthode est basée sur un autre concept de puissance dans les circuits électriques, alors, trois puissances réactives et une puissance active sont définies. La puissance active est formulées comme dans la  $p-q$  à 4 fils et les puissances réactives sont linéairement dépendantes alors il n'est pas possible de compenser le réactif de chaque phase séparément des autres, au contraire il faudrait compenser le réactif du système et cela impose que pour une compensation réussie il faut avoir trois charges identiques sur les phases.

Elle prend en considération le déséquilibre de la tension dans les réseaux à 4-fils à travers la composante homopolaire de la tension ainsi que le déséquilibre du courant à travers la composante homopolaire du courant. Le courant homopolaire est décomposé en une composante active et une autre réactive alors la puissance homopolaire contient une part réactive et une part active séparables contrairement à la  $p-q$  pour 4 fils. La compensation instantanée en découle en compensant les 3 puissances réactives (linéairement dépendantes) sans compromettre la puissance active. De même, la compensation des ondulations de la puissance active ne cause aucun problème car la puissance homopolaire est considérée contenir une part réactive séparable de la part active.

Par contre, Le courant du neutre de référence à compenser n'est pas égal au courant du neutre de la charge donc, elle ne permet pas d'éliminer le courant dans le neutre cédant ainsi à un système déséquilibré en courant à la source. Cette méthode ne répond pas non plus aux exigences du filtrage lors du déséquilibre des tensions.

### II-3-4 Concept de la méthode pseudo mapping-matrix

Cette méthode était déjà considérée, pas ses auteurs, comme une extension de la  $p-q$  mais en fait, elle est basée sur la transformation de la  $p-q$  modifiée. Etant donné que dans la dernière, le courant du neutre n'est pas compensé, alors une modification dans la matrice, liant les grandeurs électriques, est réalisée en introduisant une tension artificielle (pseudo tension) donnant la méthode connue par la pseudo-mapping matrix. Elle bénéficie des atouts de la  $p-q$  modifiée lors de la compensation des ondulations de plus de la compensation instantanée. Cette méthode permet de compenser le courant dans le neutre mais les composantes inverses et directes ne sont pas annulées alors les courants restent toujours perturbés en cas de déséquilibre/perturbation des tensions de la source [109].

### II-3-5 Concept de la méthode $p-q-r$

En plus de la transformation des grandeurs électriques du repère  $a, b, c$  au repère  $\alpha, \beta, 0$ , une deuxième transformation est effectuée du repère  $\alpha, \beta, 0$  au repère  $p, q, r$ . On définit alors, trois courants  $i_p(t)$ ,  $i_q(t)$ ,  $i_r(t)$  et une seule tension soit  $v_p(t) = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2}$ . Le courant  $i_p(t)$  est la composante active à côté des deux autres réactives. On aboutira à une puissance active  $p$  et deux puissances réactives  $q_q(t)$ ,  $q_r(t)$  qui ont la propriété d'être linéairement indépendantes. Cette propriété introduit une souplesse dans la compensation des énergies réactives indépendamment l'une de l'autre.

La compensation du courant du neutre se fera en contrôlant le courant  $i_r(t)$  à travers la puissance réactive  $q_q(t)$ . Il a été remarqué pour une fois que le courant du neutre est compensé en compensant une puissance réactive contrairement aux méthodes antérieures qui considéraient que la composante homopolaire est plutôt liée à une puissance active. Cette méthode apporte des améliorations sur l'équilibre des courants et sur leurs contenus harmoniques face à la  $p-q$ , la pseudo mapping-matrix et la  $p-q$  modifiée mais elle n'atteint pas les performances exigées par les normes. Les courants restent quand même perturbés et déséquilibrés lorsque les tensions sont perturbées et/ou déséquilibrées.

### II-3-6 Concept de la méthode $NF p-q$

Cette méthode est basée à l'origine sur la méthode  $p-q$  avec une différence que la composante homopolaire en courant est séparée de la puissance homopolaire. On répartie également la composante homopolaire sur les trois courants de lignes et la compensation se fait indépendamment de la tension homopolaire.

Elle permet l'annulation du courant du neutre du côté de la source en cas de tensions équilibrées et déséquilibrées, perturbées ou non, par contre les courants ne sont pas sinusoïdaux pour des tensions non sinusoïdales et/ou perturbées.

## II-4 ALGORITHMES DE COMMANDES ISSUS DES METHODES BASEES SUR LES GRANDEURS INSTANTANEEES

### II-4-1 Théorie de la puissance instantanée. Méthode $p-q$ . Application sur un réseau équilibré à 3 fils

Un système triphasé équilibré de tensions  $v_a(t), v_b(t), v_c(t)$  et de courants  $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$  s'exprime par :

$$\begin{cases} v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les transformations dans le repère orthogonal  $\alpha, \beta$  des courants et tensions d'un système triphasé équilibré sans neutre sont :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec  $C_{23}$  la matrice de Concordia :

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La puissance active instantanée  $p(t)$  est donnée par le produit scalaire des grandeurs électriques dans le même axe tandis que la puissance réactive instantanée  $q(t)$  est définie par le produit vectoriel des grandeurs dans deux axes différents. Elle est considérée circuler entre les axes  $\alpha, \beta$ . Une égalité devrait exister entre les puissances dans les deux repères. On écrit :

$$p(t) = p_{\alpha\beta} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta} + v_c \cdot i_c \quad (\text{II.14})$$

$$q(t) = q_{\alpha\beta} = v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad (\text{II.15})$$

Ces relations peuvent être écrites sous forme matricielle par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Chaque puissance est constituée d'une partie continue image de la puissance du fondamental d'une partie alternative image de la puissance liée aux ondulations (II.17).

$$\begin{cases} p(t) = \bar{p} + \tilde{p} \\ q(t) = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Or, les ondulations des puissances représentent à leur tour la puissance de la composante inverse à la fréquence  $2\omega$  ( $p_{2\omega}, q_{2\omega}$ ) image du déséquilibre des courants de la charge et la puissance harmonique ( $p_h, q_h$ ) image des harmoniques des courants de charge [138], [139], elles sont exprimées par (II.18).

$$\begin{cases} \tilde{p}(t) = p_{2\omega} + p_h \\ \tilde{q}(t) = q_{2\omega} + q_h \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le schéma montrant l'échange des énergies dans le repère  $\alpha, \beta$  est en figure II.1. La source fournit la puissance active moyenne, les ondulations de cette puissance s'échangent entre la source et la charge et la puissance réactive circule entre les phases  $\alpha, \beta$ .

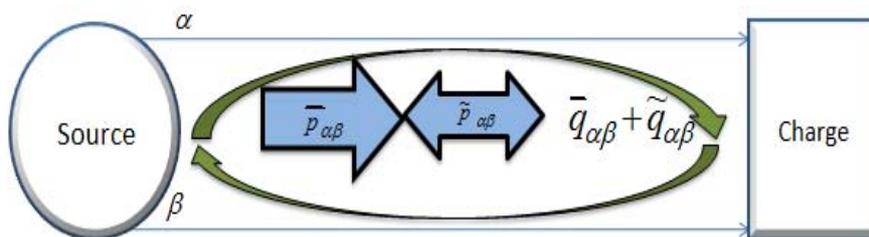


Figure II.1. Echange énergétique dans le repère  $\alpha, \beta$  pour un réseau à 3 fils

Les ondulations de la puissance sont extraites par un filtre passe haut (FPH) donné selon le critère (FPH=1-FPB). Où FPB est un filtre passe bas. La figure II.2 montre le moyen pour l'extraction de la composante continue et alternative pour une grandeur  $x(t)$  qui peut être la puissance active  $p(t)$  ou réactive  $q(t)$ .

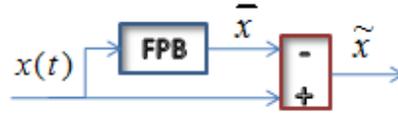


Figure II.2 : Filtre Passe Haut (FPH) obtenu à partir Filtre Passe Bas (FPB)

Ensuite les courants de référence sont exprimés à partir de (II.16) en fonction des puissances à compenser  $p_C$  et  $q_C$  comme dans (II.19) :

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Les puissances de compensation sont choisies en fonction de l'objectif de la compensation.

**Cas 1 : Si l'objectif est de compenser la puissance réactive instantanée** alors toute la puissance réactive de la charge est à compenser sans altérer la puissance active. Cela se traduit par :

$$\begin{cases} q_C(t) = q_{\alpha\beta} = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_C(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Dans ce cas, les ondulations de la puissance active persistent dans les courants de ligne qui seront par la suite déséquilibrés à la fréquence  $2\omega$  et contiennent aussi les fréquences de  $p_h$ . La puissance absorbée par la source est alors  $p(t)$  et le filtre ne fournit aucune composante active liée à la compensation. *On parle alors de la compensation sans élément de stockage d'énergie (on ne tient pas compte pour le moment des pertes dans le filtre).*

Le schéma montrant l'échange d'énergie lors de la compensation est en figure II.3. Le filtre ne fournit que la puissance réactive instantanée et les ondulations  $\tilde{p}$  ne sont pas compensées.

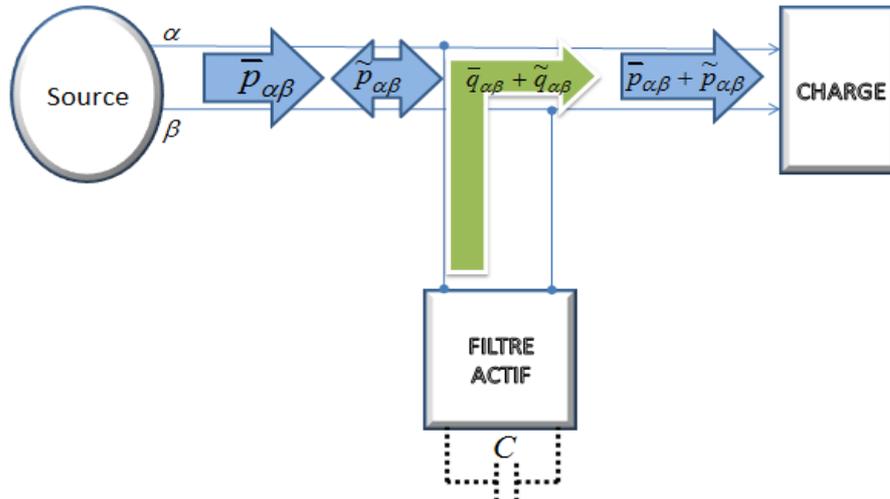


Figure II.3 : Flux d'énergies pour la compensation de la puissance réactive instantanée (sans compter les pertes dans le filtre)

Les courants de référence sont dans ces conditions :

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20.a})$$

Une fois les courants de référence dans le repère  $\alpha, \beta$  sont calculés, la transformation inverse de la matrice de Clark/Concordia donne les courants de référence dans le repère  $a, b, c$  dans (II.20.b) :

$$\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = C_{23}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20.b})$$

Avec  $C_{23}^{-1}$ , la matrice inverse de la matrice  $C_{23}$ , donnée dans (II.20.c) :

$$C_{23}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20.c})$$

Comme cette compensation se fait par le filtre actif composé d'interrupteurs de puissance qui produisent des pertes lors du fonctionnement, alors il faut tenir compte de la puissance qui va être absorbée par le filtre  $p_f$  et qui est nécessaire à la régulation de tension du condensateur du bus DC quand ce dernier se décharge pour fournir une puissance active relative aux pertes du convertisseur. Les courants de référence seront dans ces conditions dans (II.21) pour la compensation de la puissance instantanée

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -p_f \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les  $p_f$  sont affectées d'un signe moins pour dire qu'elles sont absorbées au moment où le filtre injecte la puissance réactive (les signes peuvent être inversés selon la convention du courant choisie pour le filtre). Dans notre écriture pour les grandeurs de compensation c'est la convention « générateur » qui est choisie.

Le diagramme d'extraction des courants de référence pour la compensation de la puissance réactive instantanée est schématisé sur la figure II.4.

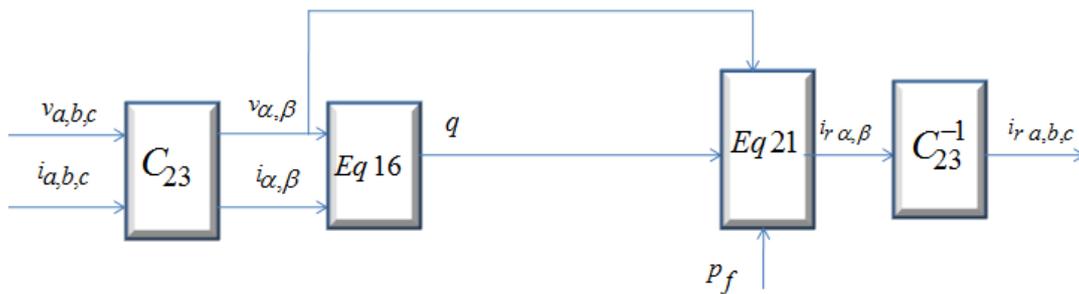


Figure II.4. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode p-q 3-fils en cas de compensation de la puissance réactive instantanée

**Cas 2 : Si l'objectif est de compenser les harmoniques et le réactif** alors il faudrait compenser les ondulations  $\tilde{p}$  de la puissance active à côté de toute la puissance réactive. Donc :

$$\begin{cases} q_c(t) = q_{\alpha\beta} = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_c(t) = \tilde{p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

La puissance active fournie par la source est ensuite la valeur moyenne  $\bar{p}$  de la puissance active et le filtre compense cette fois-ci les ondulations de la puissance active. On parle alors de la compensation avec

élément de stockage d'énergie. Le schéma montrant l'échange d'énergie lors de la compensation est en figure II.5. Le filtre compense la puissance réactive et les ondulations  $\tilde{p}$  de la puissance active. Ce qui nécessite un élément de stockage C.

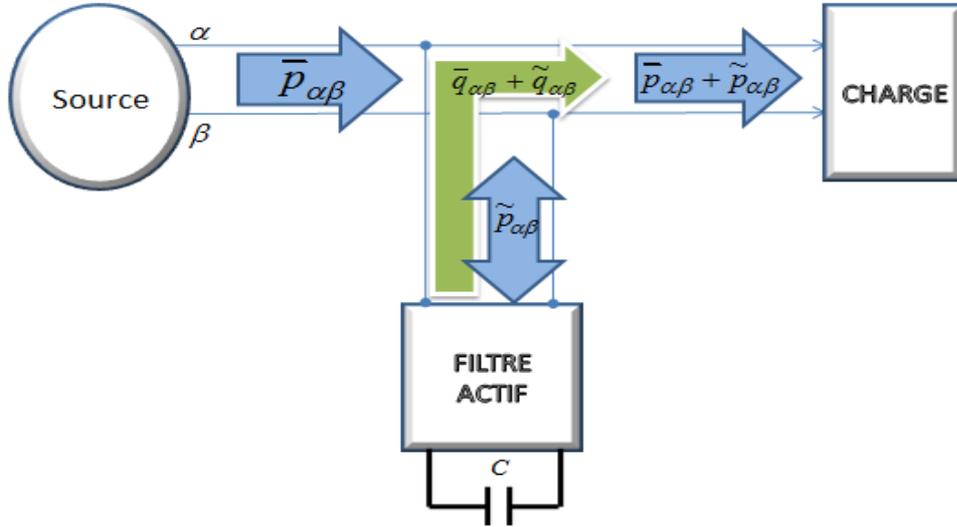


Figure II.5 : Flux d'énergies pour la compensation de la puissance réactive et les harmoniques (sans compter les pertes dans le filtre)

Les courants de référence seront dans ces conditions :

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22.a})$$

En tenant compte des pertes dans le filtre, on obtient.

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} - p_f \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Le diagramme d'extraction des courants de référence pour la compensation moyenne est schématisé sur la figure II.6.

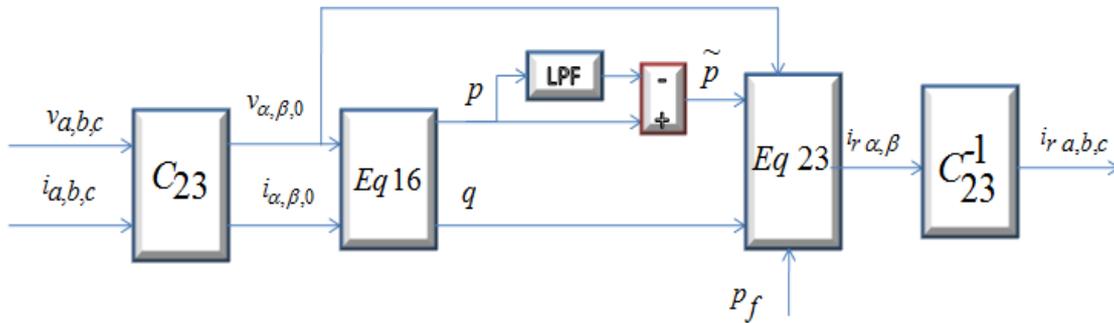


Figure II.6. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode p-q 3-fils en cas de compensation de la puissance réactive et les harmoniques

Dans l'évolution de la méthode IRP, c'est le deuxième concept qui est plutôt utilisé quand on souhaite avoir un système équilibré en courant au détriment du dimensionnement du condensateur du bus DC qui

se fait par rapport aux ondulations à compenser. Reste que l'usage selon la première ou la deuxième formulation est une question de choix à faire en fonction du cahier des charges.

Il est utile de noter que pour les cas réels, un condensateur est toujours nécessaire pour compenser les pertes dans le filtre dans les deux cas des compensations traitées mais nous n'avons pas intégré ce fait pour ne pas nuire aux concepts de base pour la compensation. Sinon, il est plus vrai de dire que le condensateur est plus réduit pour le premier objectif que pour le deuxième.

Dans notre travail, nous visons volontairement le deuxième objectif afin d'avoir un système équilibré et sinusoïdal en courant à la source. Mais nous présenterons encore une fois les deux moyens de compensation suivant les deux objectifs pour la méthode  $p-q$  en application en 4 fils, vu, d'une part, l'intérêt analytique de chaque compensation qui est différente des autres méthodes et d'autre part pour l'enrichissement apporté par les considérations sur la puissance homopolaire et sa nature.

#### II-4-2 Théorie de la puissance instantanée. Méthode $p-q$ . Application sur un réseau déséquilibré à 4 fils

Pour un système triphasé déséquilibré à 4 fils, de tensions  $v_a(t), v_b(t), v_c(t)$  et de courants  $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$  (figure II.7.a), le déséquilibre s'exprime, d'une façon générale, par :

$$\begin{cases} v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = v_h \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = i_n \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Où  $v_h(t) = 3 \cdot v_0(t)$  et  $i_n(t) = 3 \cdot i_0(t)$  représentent respectivement la tension de déséquilibre et le courant du neutre dans le repère  $a, b, c$ .  $v_0(t)$  et  $i_0(t)$  sont les composantes homopolaires dans le repère  $a, b, c$ .

On définit dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  la tension et le courant homopolaires par :

$$\begin{cases} v_0(t) = \frac{v_h}{\sqrt{3}} \\ i_0(t) = \frac{i_n}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Les transformations dans le repère orthogonal  $\alpha, \beta, 0$  des courants d'un système triphasé sont :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{33} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Et pour les tensions.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{33} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Avec  $C_{33}$  définie par (II.28).

$$C_{33} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Dans cette théorie et pour une application en 4 fils, on considère que le circuit homopolaire est indépendant du circuit dans  $\alpha, \beta$  (Figure II.7.b). On définit, alors, deux puissances actives  $p_0$  et  $p_{\alpha\beta}$  en plus de la puissance réactive  $q_{\alpha\beta}$ . La puissance active instantanée totale et définie comme la somme des deux puissances actives (II.29) et la puissance réactive instantanée (II.30) est la même que pour la  $p$ - $q$  à 3 fils.

$$p(t) = p_0 + p_{\alpha\beta} = p_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_c \cdot i_c \quad (\text{II.29})$$

$$q(t) = q_{\alpha\beta} = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\begin{cases} p_{\alpha\beta}(t) = \bar{p}_{\alpha\beta} + \tilde{p}_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta}(t) = \bar{q}_{\alpha\beta} + \tilde{q}_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Le synoptique du transfert énergétique dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  est représenté en figure II.7.b. Le circuit homopolaire 0 étant séparé du circuit  $\alpha, \beta$ .

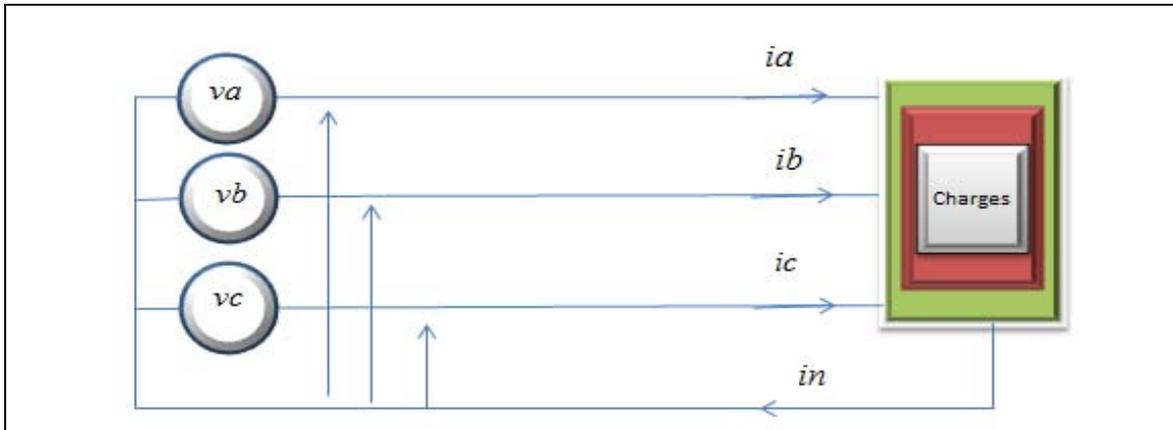


Figure II.7.a. Système triphasé avec neutre dans le repère  $a, b, c$

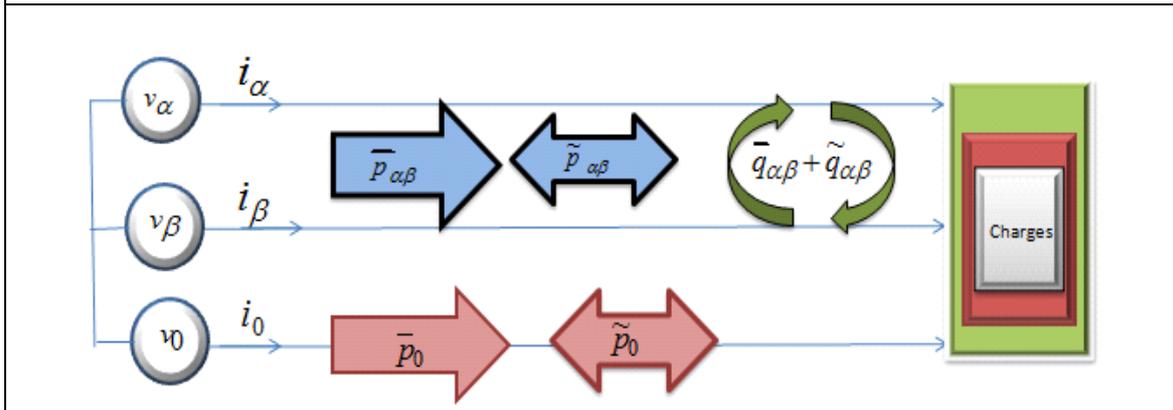


Figure II.7.b. Système triphasé avec neutre dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  (3 circuits différents)

Figure II. 7. Système triphasé dans le repère  $a, b, c$  et dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  pour un réseau à 4-fils

Les puissances dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  s'expriment selon le système (II.32) qui suit:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Le système des courants dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  est donc obtenu par (II.32) :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & v_0 v_\alpha - v_0 v_\beta \\ 0 & v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_0 \\ p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$v_{\alpha\beta}^2(t) = v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t) \quad (\text{II.34})$$

Les courants de référence en fonction des puissances à compenser sont exprimés via l'équation (II.33).

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & v_0 v_\alpha - v_0 v_\beta \\ 0 & v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_{C0} \\ p_{C\alpha\beta} \\ q_{C\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Pour les puissances de compensation, nous cherchons à compenser le réactif et les harmoniques, donc toute la puissance réactive  $q_{C\alpha\beta} = q_{\alpha\beta}$  est à compenser. Quant à la puissance active de compensation nous avons aussi deux choix à faire comme pour la  $p$ - $q$  selon l'objectif:

**Cas 1 : L'objectif est la compensation de la puissance réactive instantanée.** Dans ce cas, toute la puissance active instantanée est fournie par la source. Le filtre actif n'est pas sensé fournir de la puissance active, donc  $p_C(t) = 0$ .

**Cas 2 : L'objectif est la compensation de la puissance réactive et des harmoniques.** Cela consiste à compenser par le filtre les ondulations  $\tilde{p}$  de la puissance active, alors  $p_C(t) = \tilde{p}$ . Donc, la puissance active fournie par la source est la valeur moyenne  $\bar{p}$  de la puissance active.

Nous allons étudier chaque cas en détail.

#### II-4-2.1 Compensation de la puissance réactive instantanée

La puissance active instantanée dans le filtre doit être nulle. Alors, de l'équation (II.29) on écrit.

$$p_C(t) = p_{C0} + p_{C\alpha\beta} = 0 \quad (\text{II.36})$$

Or,

$$p_{C0}(t) = p_0(t) = v_0 \cdot i_0 \quad (\text{II.37})$$

On déduit de (II.36) et (II.37) que :

$$p_{C\alpha\beta}(t) = -p_0(t) = -v_0 i_0 \quad (\text{II.38})$$

On écrit finalement que les courants de référence sont (II.35).

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & v_0 v_\alpha - v_0 v_\beta \\ 0 & v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_0 \\ -p_0 \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Dans cette formulation, le courant homopolaire à compenser  $i_{r0}$  fourni par (II.39) est égal à  $i_0(t)$ . Cela se traduit par l'annulation du courant du neutre de la charge lors de la compensation de la puissance  $p_0$ . D'autre part, la relation dans (II.38) montre qu'un échange de la puissance  $p_0(t)$  s'opère entre le circuit homopolaire et les axes  $\alpha, \beta$  et suite à cette interaction, entre la puissance homopolaire et la puissance  $p_{\alpha\beta}$ , la compensation se fait instantanément sans besoin d'élément de stockage énergétique selon [109]. A noter que ce concept a été fortement critiqué dans [111] car pour compenser  $p_0$ , toujours selon l'auteur, il faut maintenir constante la somme  $p_0(t) + p_{\alpha\beta}(t)$ , alors il faut agir sur  $p_{\alpha\beta}(t)$  lors de la variation de la charge ce qui ne peut se faire qu'avec un élément de stockage énergétique.

En tout cas, l'algorithme de la  $p-q$  modifié reste celui de (II.39) et quand on tient compte des pertes dans le filtre, la puissance  $p_f$  sera intégrée avec  $p_{\alpha\beta}(t)$  pour ne pas nuire à la compensation de la composante homopolaire du courant. Les courants de référence deviennent (II.40) :

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & v_0 v_\alpha - v_0 v_\beta \\ 0 & v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_0 \\ -p_0 - p_f \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Une fois les courants de référence dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  sont calculés, la transformation inverse de la matrice de Clark/Concordia donne ces courants dans le repère  $a, b, c$  d'après la relation (II.41) suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = C_{33}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$C_{33}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Le schéma bloc exprimant l'extraction des courants de référence est en figure II.8.

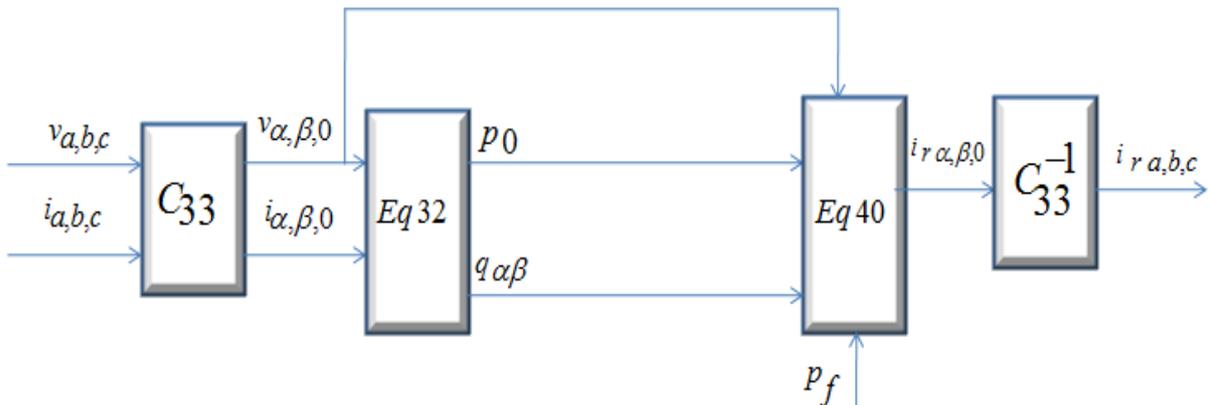


Figure II.8. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode  $p-q$  4-fils en cas de compensation de la puissance réactive instantanée



$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{r0} \\ \dot{i}_{r\alpha} \\ \dot{i}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & v_0 v_\alpha - v_0 v_\beta \\ 0 & v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}_{\alpha\beta} - \overline{\Delta p} - p_f \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Le courant de référence de compensation du courant homopolaire donné par (II.44) s'écrit dans (II.45)

$$i_{r0}(t) = \frac{v_{\alpha\beta}^2}{v_0 \cdot v_{\alpha\beta}^2} \cdot p_0 = \frac{v_0 \cdot i_0}{v_0} = i_0(t) \quad (\text{II.45})$$

Ce qui permet à la méthode de compenser le courant du neutre de la charge. Le schéma bloc exprimant l'extraction des courants de référence est en figure II.10.

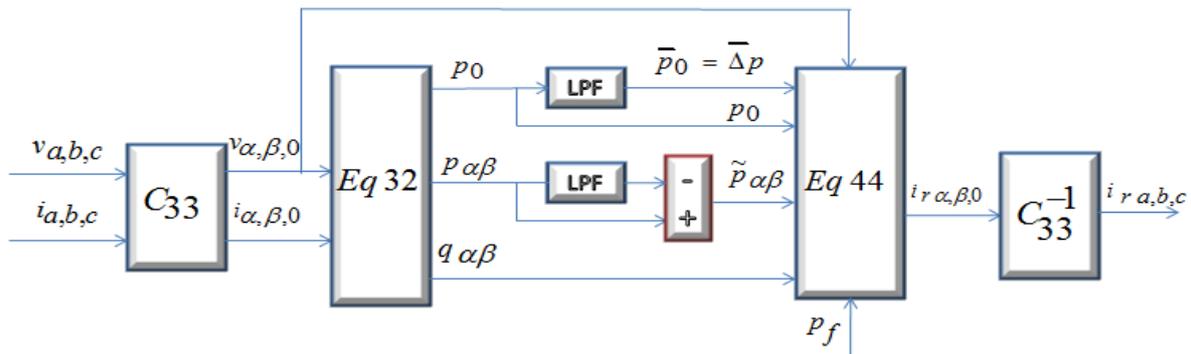


Figure II.10. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode p-q 4-fils en cas de compensation des harmoniques et du réactif

Enfin, il nous paraissait intéressant de présenter pour cette méthode les deux types de compensation bien que notre cible est la compensation des harmoniques et du réactif (deuxième modèle). La façon dont se fait la compensation instantanée dans cette méthode ne sera pas revue dans les autres méthodes et cela est lié à la nature active de la puissance homopolaire définie et à son interaction avec la puissance active  $p_{\alpha\beta}$  dans le repère orthogonal. De plus, le deuxième algorithme ne serait pas aisé sans passer par le premier et lui aussi il constitue une originalité dans son principe.

Dans la suite nous nous concentrons uniquement sur les algorithmes permettant la compensation du réactif et des harmoniques et nous ne présenterons plus les algorithmes pour la compensation instantanée.

### II-4-3 Théorie de la puissance instantanée généralisée. Méthode p-q modifiée. Application sur un réseau déséquilibré à 3 et 4 fils.

La stratégie de contrôle en 3 fils est un cas particulier de l'application en 4-fils dans cette méthode pour  $i_0(t) = 0$ . Son algorithme de commande découle de celui pour 4 fils. Alors, nous commencerons par l'algorithme de commande pour 4-fils et nous en déduirons l'algorithme pour 3-fils.

A l'origine, la théorie de la puissance instantanée généralisée nommée aussi par la méthode « Cross vectors » a été développée par [106] pour les réseaux à 3-fils, ensuite elle a été étendue pour les réseaux à 4-fils dans [108]. Dans le travail de comparaison entre la p-q et cette théorie [109] elle a été repérée par la p-q modifiée face à la p-q originale. Elle a été développée dans le repère cartésien, sans avoir besoin à un changement de repère, dont on définit une puissance active et trois puissances réactives. Leurs expressions sont fournies dans (II.46 et II.47). La puissance active instantanée et le produit scalaire des vecteurs tensions et courants et la puissance réactive est leurs produit vectoriel. On écrit

$$p(t) = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (\text{II.46})$$

$$[\mathbf{q}] = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} v_b & v_c \\ i_b & i_c \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_c & v_a \\ i_c & i_a \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{vmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b \cdot i_c - v_c \cdot i_b \\ v_c \cdot i_a - v_a \cdot i_c \\ v_a \cdot i_b - v_b \cdot i_a \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Le symbole (  $\times$  ) appelé par l'auteur (Cross) dénote le produit vectoriel et donne son nom à la méthode «Cross vectors». Les puissances dans la  $p$ - $q$  modifiée peuvent être exprimées aussi dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  avec les équations qui suivent (II.48-II.51).

$$p(t) = p_0 + p_{\alpha\beta} = v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (\text{II.48})$$

$$q_0(t) = -v_\beta \cdot i_\alpha + v_\alpha \cdot i_\beta \quad (\text{II.49})$$

$$q_\alpha(t) = v_\beta \cdot i_0 - v_0 \cdot i_\beta \quad (\text{II.50})$$

$$q_\beta(t) = -v_\alpha \cdot i_0 + v_0 \cdot i_\alpha \quad (\text{II.51})$$

Ces équations peuvent être mises sous forme matricielle (II.52).

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \\ v_\beta & 0 & -v_0 \\ -v_\alpha & v_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Les 3 puissances réactives sont différentes de celles définies dans  $p$ - $q$  hormis  $q_0(t)$  qui est égale à  $q_{\alpha\beta}$  pour la  $p$ - $q$ .

Il est clair que si  $v_0(t) = 0$  et  $i_0(t) = 0$ , on retrouve la même matrice (II.53) pour la  $p$ - $q$  dans le cas de 3-fils.

$$\begin{bmatrix} p \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Les autres ressemblances et différences sont amplement discutées dans [109]. Les puissances réactives sont linéairement dépendantes. On démontre qu'elles sont liées par l'équation (II.54) dans le repère  $\alpha, \beta$  ou le repère cartésien. Cependant, on ne peut pas compenser chacune séparément et les courants ne sont pas compensés indépendamment l'un de l'autre.

$$\begin{cases} v_0 \cdot q_0 + v_\alpha \cdot q_\alpha + v_\beta \cdot q_\beta = 0 \\ v_\alpha \cdot q_\alpha + v_\beta \cdot q_\beta + v_c \cdot q_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Quant à la puissance active, elle a la même expression que celle de la méthode  $p$ - $q$  pour 4 fils mais une différence fondamentale existe pour la nature de la puissance homopolaire. Dans cette méthode, le courant homopolaire a deux composantes séparées, une active et l'autre réactive. Il est donc facile de compenser la composante  $\tilde{p}_0$  loin de l'esprit de la compensation dans la méthode  $p$ - $q$  à 4-fils dont les composantes active et réactive ne sont pas séparées.

Les courants dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  sont alors exprimés en fonction des puissances dans (II.55).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta & 0 & v_0 \\ v_\beta & v_\alpha & -v_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

Avec :  $v_{0\alpha\beta}(t) = \sqrt{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2}$

Les courants de référence exprimés en fonction des puissances à compenser sont dans (II.56) :

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta & 0 & v_0 \\ v_\beta & v_\alpha & -v_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_c \\ q_{c0} \\ q_{c\alpha} \\ q_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Dans le but de compenser les harmoniques et la puissance réactive, les puissances nécessaires à cette action sont alors les trois puissances réactives de la charge et les ondulations de la puissance active dans (II.57).

$$\begin{cases} p_c = \tilde{p} \\ q_{c0} = q_0 \\ q_{c\alpha} = q_\alpha \\ q_{c\beta} = q_\beta \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Et en prenant en compte les pertes dans le filtre à absorber de la source, on obtient finalement les courants de référence dans (II.58).

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta & 0 & v_0 \\ v_\beta & v_\alpha & -v_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} - p_f \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Les courants de référence dans le repère  $a, b, c$  sont donnés par l'équation (II.38). Le schéma de l'algorithme de commande est en figure II.11.

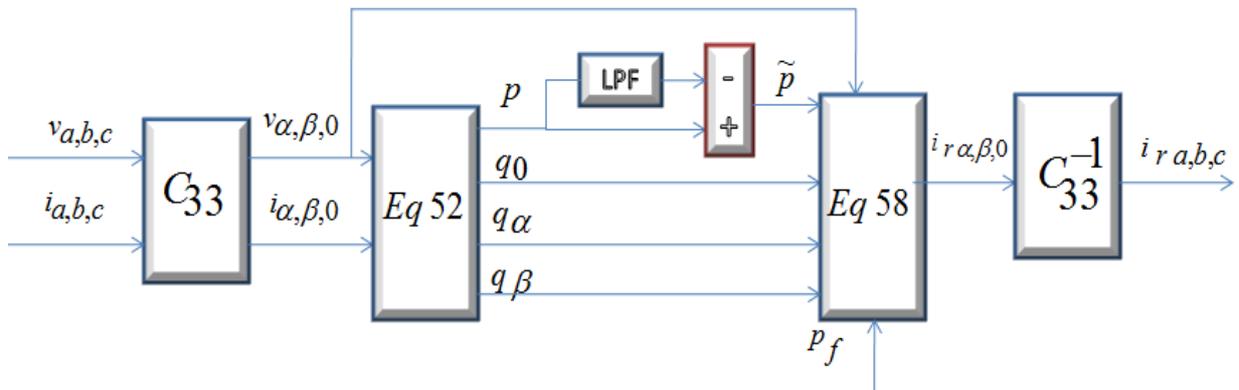


Figure II.11. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode p-q modifiée pour 4-fils en cas de compensation des harmoniques et du réactif

Pour son application sur un réseau à 3-fils, ce sont les quantités dans les matrices qui changent et non pas le concept. L'algorithme de la figure II.11 pourrait être utilisé aussi pour la compensation en 3-fils. La matrice  $C_{33}$  assurera aussi la transformation même pour  $i_0(t) = 0$ .

#### II-4-4 Compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Méthode $p$ - $q$ mapping-matrix.

La méthode  $p$ - $q$  modifiée ne pouvait pas compenser le courant du neutre car l'expression de la composante homopolaire de référence n'est pas égale au courant homopolaire du circuit. Alors dans [107] les auteurs proposent de modifier la matrice de commande afin que les courants homopolaires de référence et celui du circuit de puissance soient égaux. Ainsi on aboutit à la pseudo mapping-matrix de (II.59). Les puissances sont définies de la même façon et le concept de compensation reste le même.

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_0}{v_{0\alpha\beta}^2} & 0 & \frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta}^2} & \frac{-v_\alpha}{v_{\alpha\beta}^2} \\ \frac{v_\alpha}{v_{0\alpha\beta}^2} & \frac{-v_\beta}{v_{\alpha\beta}^2} & 0 & \frac{v_0}{v_{\alpha\beta}^2} \\ \frac{v_\beta}{v_{0\alpha\beta}^2} & \frac{v_\alpha - v_0}{v_{\alpha\beta}^2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} - p_f \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

Le schéma d'extraction des courants de référence, en figure II.12 change uniquement au niveau de l'équation (II.59) au lieu de (II.58).

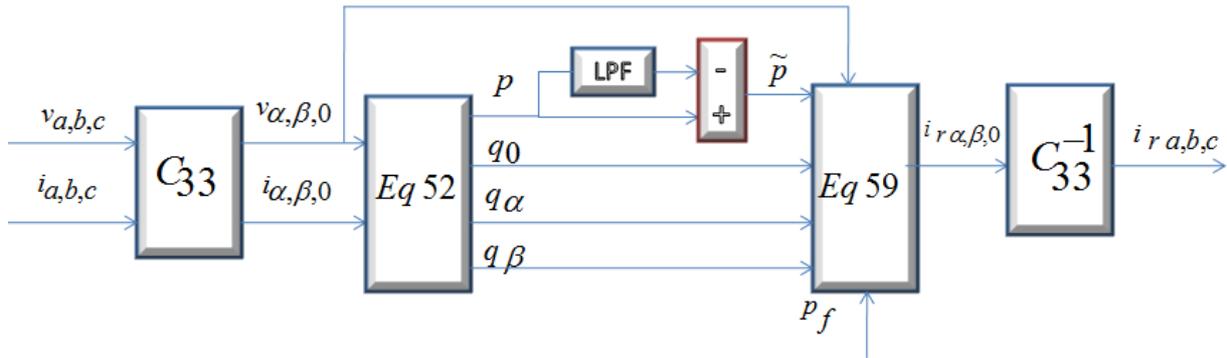


Figure II.12. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode pseudo mapping-matrix pour 4-fils en cas de compensation des harmoniques et du réactif

#### II-4-5 La méthode $p$ - $q$ - $r$ .

La théorie  $p$ - $q$ - $r$  s'est présentée comme une alternative efficace pour la compensation sur les réseaux à 4 fils [109]. En plus de la transformation des grandeurs électriques du repère  $a, b, c$  au repère  $\alpha, \beta, 0$ , une deuxième transformation est effectuée du repère  $\alpha, \beta, 0$  au repère  $p, q, r$ . On définit alors, trois courants  $i_p, i_q, i_r$  donnés par (II.60).

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = T_{pqr} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

$T_{pqr}$  est la matrice de transformation des grandeurs du repère  $\alpha, \beta, 0$  au repère  $p, q, r$  donnée dans (II.61).

$$T_{pqr} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \cdot \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -\frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\alpha\beta} & -\frac{v_0 \cdot v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0 \cdot v_\beta}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

Avec,  $v_{0\alpha\beta} = \sqrt{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2}$  et  $v_{\alpha\beta} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ .

Le système des tensions est dans (II.62).

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = T_{pqr} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{0\alpha\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

On aboutit finalement dans le repère  $p, q, r$  à une seule tension  $v_p(t) = v_{0\alpha\beta}(t) = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2}$ .

Le courant  $i_p$  est la composante active du courant à côté des deux autres composantes réactives. Cela donne une puissance active  $p(t)$  et deux puissances réactives  $q_q(t), q_r(t)$  (II.63) qui ont la propriété d'être linéairement indépendantes. On démontre que  $q_p(t) = 0$ .

$$\begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_p \cdot i_p \\ -v_p \cdot i_r \\ v_p \cdot i_q \end{bmatrix} = v_p \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ -i_r \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

Cette propriété introduit une souplesse dans la compensation des énergies réactives indépendamment l'une de l'autre.

Dans cette méthode il ya deux possibilités de contrôle en fonction des objectifs de la compensation :

- 1- Si l'objectif est de ne pas utiliser un élément de stockage plutôt que d'avoir un système équilibré et sinusoïdal en courant alors on prend les puissances comme référence de compensation comme dans (II.64). Dans ce cas la méthode a les mêmes performances que les méthodes d'avant.

$$\begin{cases} p_c = 0 \\ q_{qc} = q_q - \frac{v_0}{v_{\alpha\beta}} \cdot p \\ q_{rc} = q_r \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

- 2- Si l'objectif est d'avoir un système équilibré et sinusoïdal en courant à détriment du dimensionnement du condensateur alors on force les courants à suivre les références de compensation comme dans (II.65).

$$\begin{cases} i_{rp} = \tilde{i}_p \\ i_{rq} = i_q \\ i_{rr} = i_r + \frac{i_p \cdot v_0}{v_{\alpha\beta}} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

A partir de la transformation inverse de (II.60), on écrit dans (II.66) les courants dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  à partir du repère  $p-q-r$ .

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{pqr}^{-1} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

$T_{pqr}^{-1}$  est la matrice inverse de  $T_{pqr}$  exprimée par (II.67)

$$T_{pqr}^{-1} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \cdot \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_{\alpha\beta} \\ v_\alpha & -\frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0 \cdot v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} \\ v_\beta & \frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0 \cdot v_\beta}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rp} \\ i_{rq} \\ i_{rr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

Ensuite, en remplaçant (II.65) dans (II.66), nous obtenons les courants de référence dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  dans (II.68) :

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = T_{pqr}^{-1} \begin{bmatrix} i_{rp} \\ i_{rq} \\ i_{rr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

La compensation par les courants nécessite que l'on exprime les pertes dans le filtre en fonction du courant  $i_p$ . Or, de l'équation (II.63) on peut écrire que :

$$i_{pf} = \frac{p_f}{v_p} \quad (\text{II.69})$$

Des équations (II.68) et (II.69) on aura finalement (II.70) :

$$\begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = T_{pqr}^{-1} \begin{bmatrix} i_{rp} - i_{pf} \\ i_{rq} \\ i_{rr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

Après, ces courants seront transformés du repère  $\alpha, \beta, 0$  au repère  $a, b, c$  par  $C_{33}^{-1}$  dans (II.38) :

Le schéma d'extraction des courants de référence dans le repère  $a, b, c$  est représenté en figure II.13.

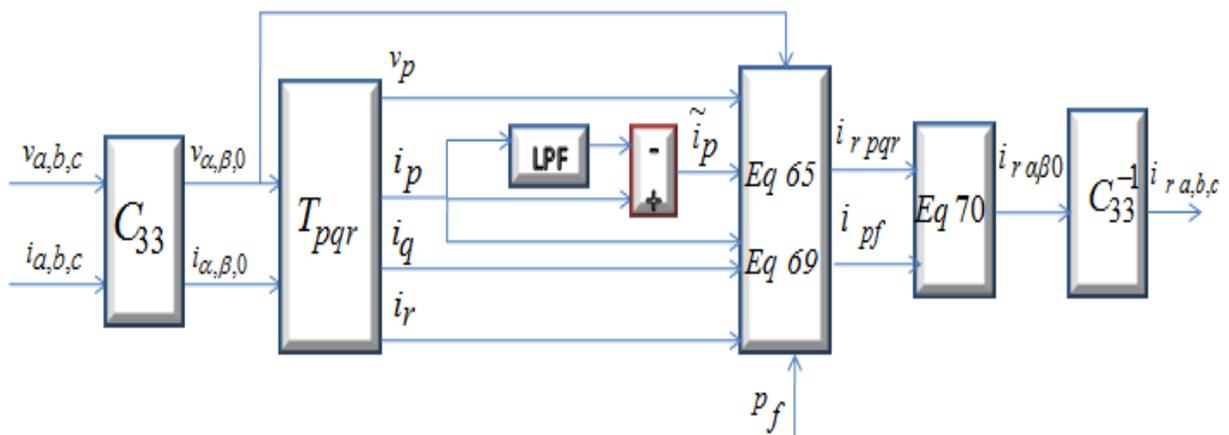


Figure II.13. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode p-q-r en cas de compensation des harmoniques et du réactif

## II-4-6 La méthode NF p-q

Cette méthode est basée à l'origine sur la méthode p-q avec une différence que la composante homopolaire en courant est séparée de la puissance homopolaire. On répartit également la composante homopolaire sur les trois courants de ligne et la compensation se fait indépendamment de la tension homopolaire. Cette méthode est destinée au réseau dont le système de tension est équilibré. Or, le système de courants exprimé en fonction des grandeurs dans le repère  $\alpha, \beta, 0$  est dans (II.71)

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.71})$$

Avec :

$$i_0(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c) = \frac{i_n}{\sqrt{3}} \Leftrightarrow i_n(t) = \sqrt{3} \cdot i_0(t) \quad (\text{II.72})$$

Nous pouvons alors écrire que les courants dans le repère  $a, b, c$  sont (II.73).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_n \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

Avec cette écriture, la composante homopolaire est séparée du système des courants. Les courants seront traités comme dans un réseau à 3-fils et nous rajoutons après la composante homopolaire.

Les puissances sont définies de la même manière que dans (II.16). Les courants de référence deviennent (II.74)

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} - p_f \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

Les courants dans le repère  $a, b, c$  deviennent (II.75)

$$\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

En partant de cette formulation on rajoute la composante homopolaire aux courants de référence. La nouvelle formulation des courants de référence est alors (II.76)

$$\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_n \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

La figure II.14 montre le schéma bloc pour l'extraction des courants de référence.

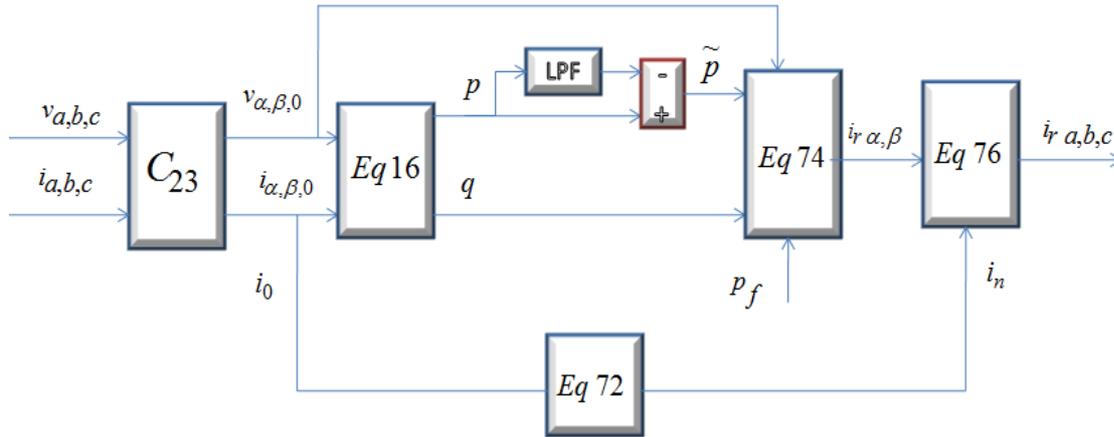


Figure II.14. Diagramme d'extraction des courants de référence pour la méthode NF p-q en cas de compensation des harmoniques et du réactif

## II-5 COMPARAISON ENTRE LES METHODES

Nous allons par la suite comparer toutes ces méthodes dans différents cas de tensions réseau, équilibrées ou non, sinusoïdales et/ou perturbées.

Toutes ces méthodes sont comparées par simulation sous deux aspects.

- Le premier est qualitatif qui s'articule autour de la qualité des courants de source filtrés et courant du neutre du côté de la source après la compensation dans 4 cas pour les tensions du réseau.
- Le deuxième est quantitatif en évaluant les performances de chaque méthode dans chaque cas d'opérations. Les index de comparaison sont le Facteur de Déséquilibre des courants ( $UF$  pour Unbalance Factor) basé sur les normes EN50160 et IEEE 519-1996 et qui doit être  $\leq 2\%$ , le  $THD_i$  et le rapport de compensation du courant neutre.

### II-5-1 Modèle de simulation

La plateforme de simulation est construite par un convertisseur à deux niveaux agissant en tant que filtre actif connecté à un réseau triphasé 4 fils alimentant une charge harmonique constituée de trois pont monophasés à thyristors qui alimentent des charges différentes (R, L, C). La figure II.15 présente le schéma simplifié du circuit de puissance. La simulation est faite par le logiciel Psim.

Les détails sur la régulation des tensions et des courants ainsi que la modélisation des convertisseurs seront traités en Ch. IV. Le modèle de commande du filtre est le même pour toutes les méthodes et la différence réside uniquement dans l'algorithme d'extraction des harmoniques.

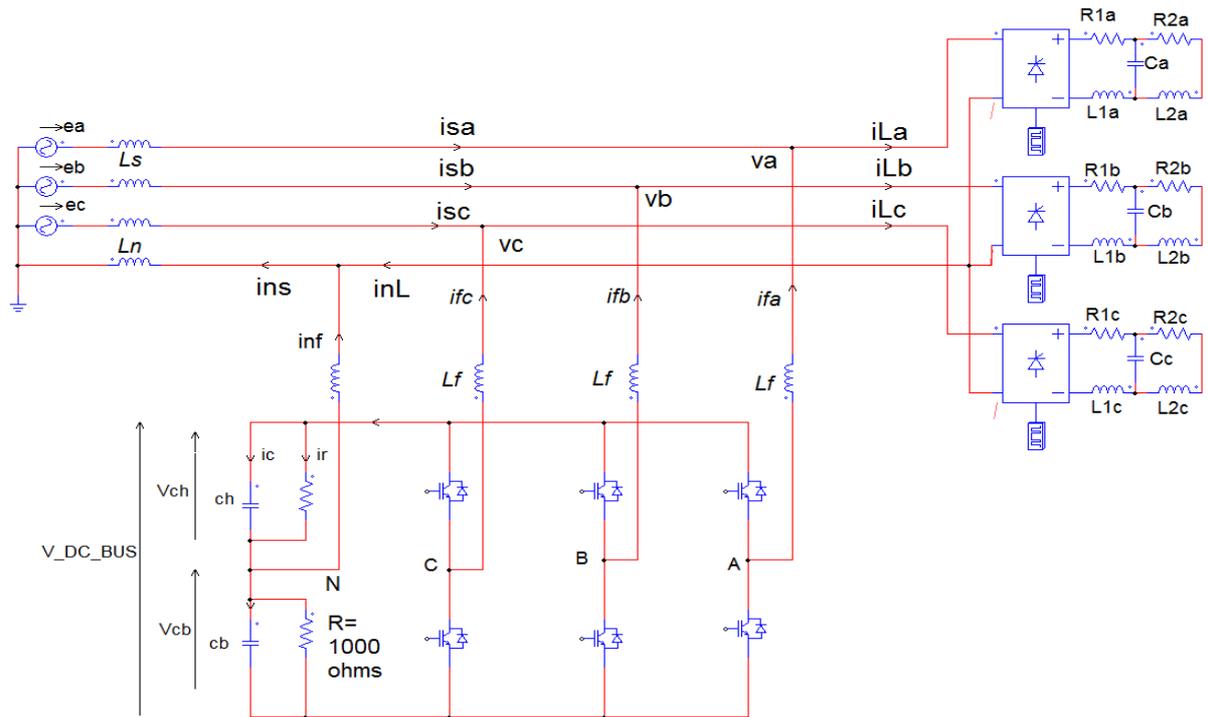


Figure II.15. Schéma de puissance du filtre connecté au réseau

Les expérimentations sont effectuées avec les valeurs numériques qui suivent:

- Fréquence de la source:  $f = 50\text{Hz}$ ,
- Filtre actif:  $C_h = C_b = 1\text{mF}$ ,  $L_f = 10\text{mH}$
- Fréquence de découpage:  $f_d = 10\text{kHz}$
- Charges résistives déséquilibrées:  $R_{1a} = 5\Omega$ ,  $R_{1b} = 10\Omega$ ,  $R_{1c} = 8\Omega$
- Angle d'amorçage des thyristors:  $40^\circ$
- Charge commune:  $L_{1a,b,c} = 9\text{mH}$ ,  $R_{2a,b,c} = 0.5\Omega$ ,  $L_{2a,b,c} = 20\text{mH}$ ,  $C_{a,b,c} = 480\mu\text{F}$

Le système simulé est étudié dans quatre cas de tensions du réseau:

- Cas-1 : Tensions sinusoïdales et équilibrées
- Cas-2 : Tensions sinusoïdales et déséquilibrées.
- Cas-3 : Tensions équilibrées et perturbées.
- Cas-4 : Tensions déséquilibrées et perturbées.

Le système des tensions étudié est constitué d'une composante fondamentale et de l'harmonique du rang 5 exprimé comme suit :

$$\begin{cases} v_a(t) = v_{af} + v_{a,5} \\ v_b(t) = v_{bf} + v_{b,5} \\ v_c(t) = v_{cf} + v_{c,5} \end{cases} \quad (\text{II.77})$$

Avec comme expressions des grandeurs fondamentales :

$$\begin{cases} v_{af}(t) = \hat{V}_{af} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ v_{bf}(t) = \hat{V}_{bf} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cf}(t) = \hat{V}_{cf} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

Et des tensions harmoniques de rang 5 prises en séquence positive comme suit :

$$\begin{cases} v_{a,5}(t) = \hat{V}_5 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) \\ v_{b,5}(t) = \hat{V}_5 \cdot \sin\left(5 \cdot \omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c,5}(t) = \hat{V}_5 \cdot \sin\left(5 \cdot \omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.79})$$

Le tableau II.2 montre les valeurs numériques des tensions dans les 4 cas étudiés.

Tableau II.2. Valeurs numériques des tensions et harmoniques

<i>Cas-1</i>	<i>Cas-2</i>	<i>Cas-3</i>	<i>Cas-4</i>
$\hat{V}_{af} = 310 \text{ V}$	$\hat{V}_{af} = 325 \text{ V}$	$\hat{V}_{af} = 310 \text{ V}$	$\hat{V}_{af} = 325 \text{ V}$
$\hat{V}_{bf} = 310 \text{ V}$			
$\hat{V}_{cf} = 310 \text{ V}$	$\hat{V}_{cf} = 270 \text{ V}$	$\hat{V}_{cf} = 310 \text{ V}$	$\hat{V}_{cf} = 270 \text{ V}$
$\hat{V}_5 = 0$	$\hat{V}_5 = 0$	$\hat{V}_5 = 30 \text{ V}$	$\hat{V}_5 = 30 \text{ V}$

D'après les équations (II.77, II.78 et II.79) et le tableau II.1, la figure II.16 montre les formes d'ondes des tensions dans les 4 cas de perturbations.

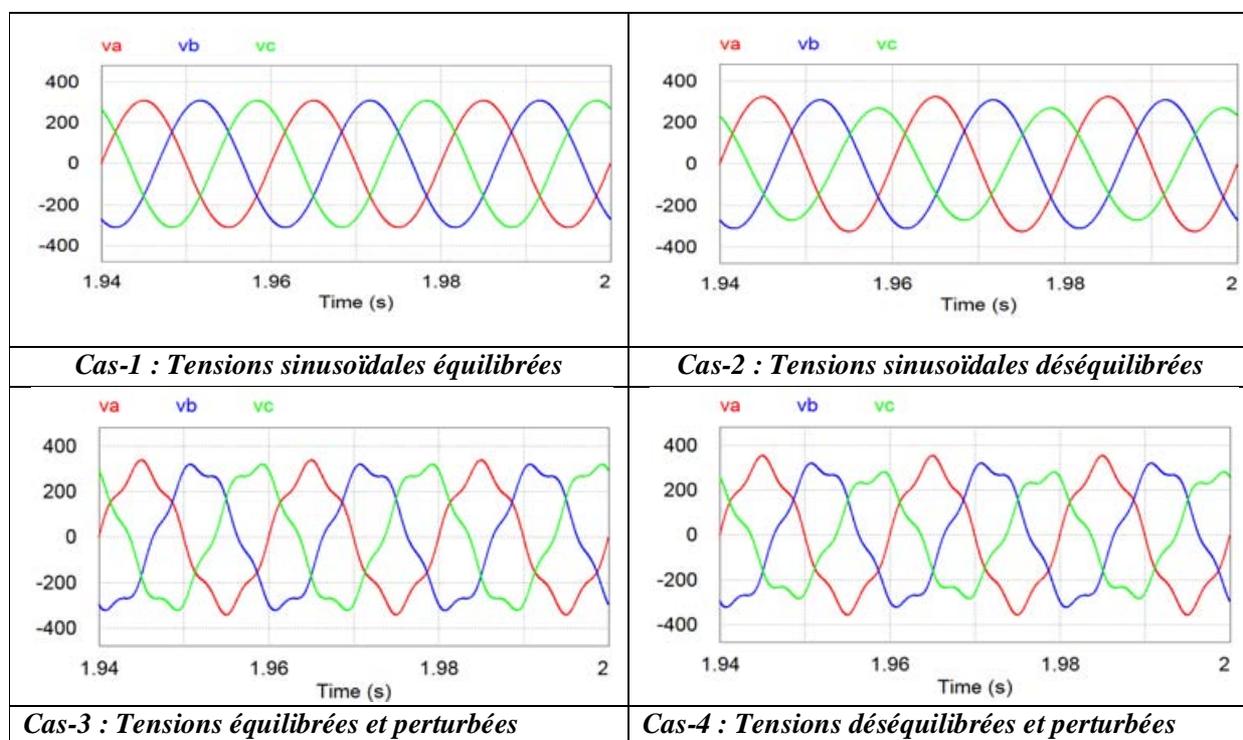


Figure II.16. Tensions dans les 4 cas de figure.

Sur la figure II.17, on présente les formes des courants dans la charge ainsi que le courant dans le neutre de la charge. On se contente de présenter ces courants pour le cas-1. En cas de déséquilibre et de perturbations, ces courants vont être modifiés en conséquence, mais notre objectif vise les courants filtrés quelle que soit la charge.

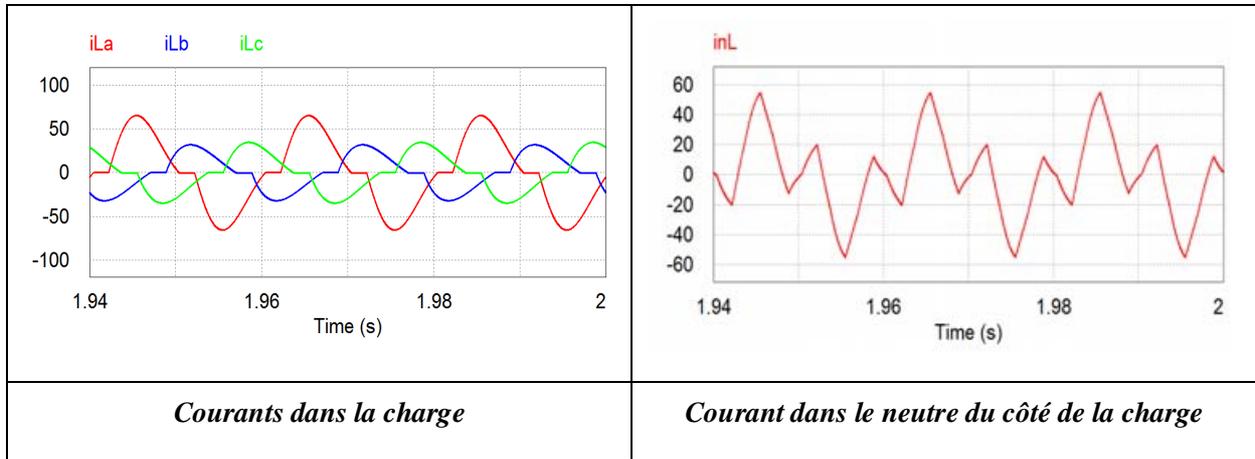


Figure II.17. Courants dans la charge et dans le neutre de côté de la charge.

Dans le tableau II.3, les valeurs numériques des facteurs de déséquilibre  $UF_v$  et le  $THD_i$  sont présentés pour les 4 cas de tensions du réseau dont le calcul est basé sur les formulations normalisées qui suivent:

$$UF_x = \frac{\text{max deviation from average value}}{\text{Average value}} \times 100 \quad (\text{II.80})$$

$$THD_x = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} x_h^2}}{x_1} \quad (\text{II.81})$$

Où la grandeur "x" peut être le courant de ligne ou la tension. A titre d'exemple pour le calcul de  $UF$  dans le cas-2 (on considère l'amplitude de la tension composée selon la norme) on a:  $\hat{U}_{abf} = 551 V$ ,  $\hat{U}_{bcf} = 504 V$ ,  $\hat{U}_{caf} = 517,4 V$ . La valeur moyenne est  $\hat{U}_{avg} = 524 V$  et l'écart maximal est obtenu entre la tension  $\hat{U}_{abf}$  et  $\hat{U}_{avg}$  qui vaut  $\hat{U}_{abf} - \hat{U}_{avg} = 26,8V$ , ce qui donne  $UF_v = 5.1\%$ .

Table II.3. Valeurs numériques de  $UF_v$  et  $THD_{va}$  pour les 4 cas de perturbation de tensions.

	$UF_v$ (%)	$THD_{va}$ (%)
Cas-1	0	0
Cas-2	5.1	0
Cas-3	3.8	9.7
Cas-4	2.6	9.2

A noter que le critère de facteur de déséquilibre est plus significatif que le  $THD$ . Par exemple, pour un système déséquilibré (cas-3) et une perturbation par la séquence inverse de l'harmonique 5 de l'équation (II.82) au lieu de la séquence directe de (II.79)

$$\begin{cases} v_{a,5}(t) = \hat{V}_5 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) \\ v_{b,5}(t) = \hat{V}_5 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c,5}(t) = \hat{V}_5 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.82})$$

Les tensions resteront équilibrées avec un  $UF_v = 0$  au lieu de 3.8% mais perturbées comme dans la figure II.18 avec le même THD de 9.7%.

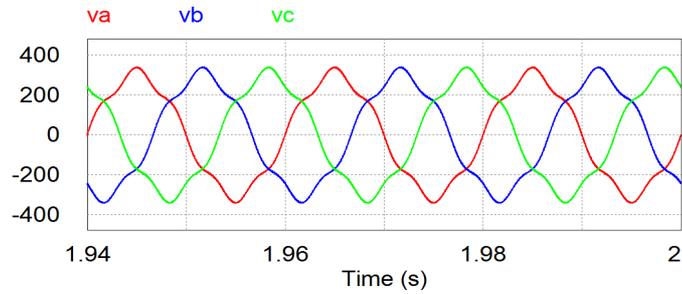


Figure II.18. Système perturbé par la séquence négative de l'harmonique 5 mais toujours équilibré.

Dans la suite nous adopterons le système dans (II.79) qui permet d'avoir un système dont le déséquilibre est aussi lié aux harmoniques.

## II-5-2 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ originale

En figure II.19, les courants de la source et du neutre de la source après la compensation sont présentés pour la  $p-q$  originale pour les 4 cas des tensions réseau.

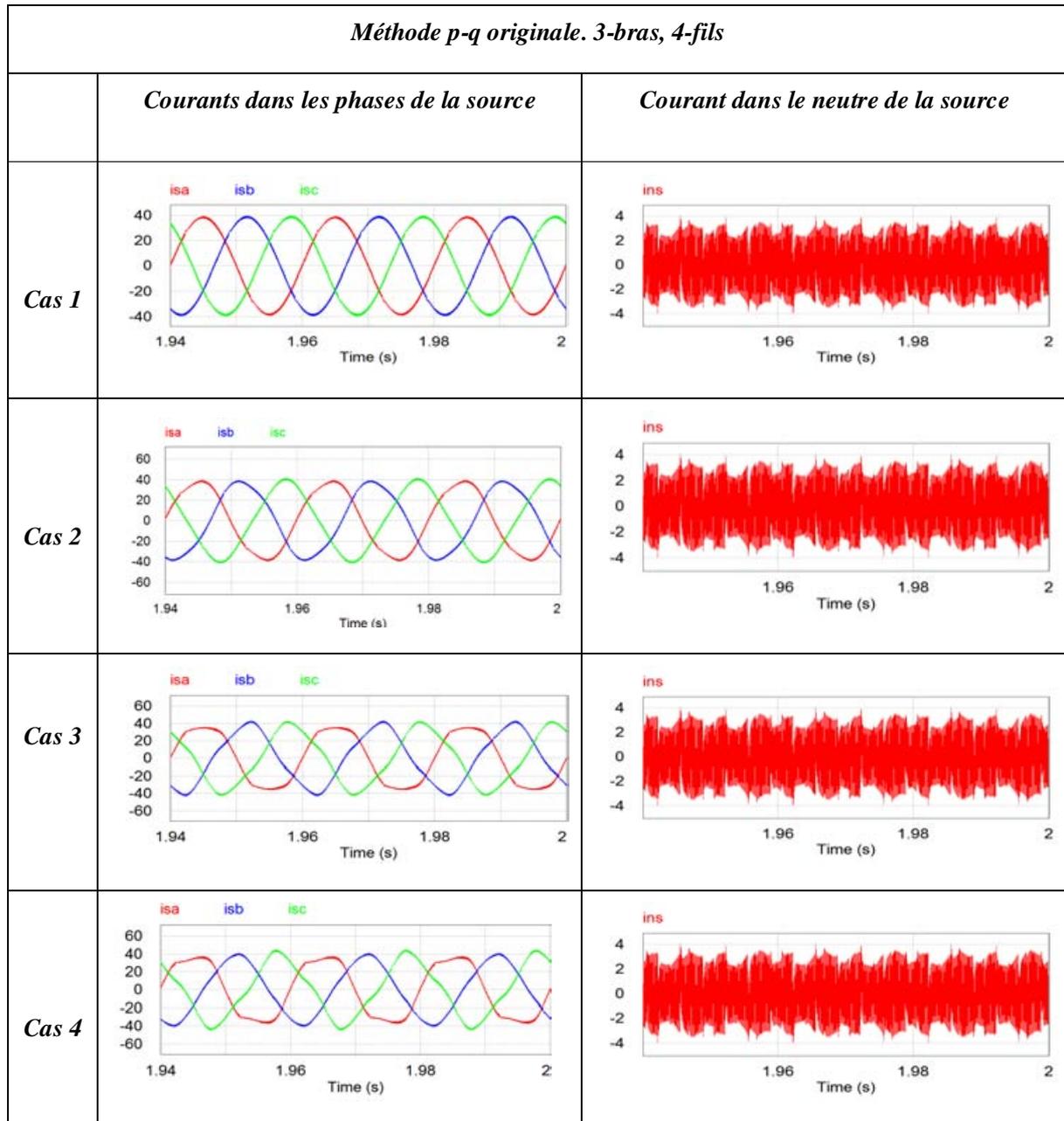


Figure II.19 : Courants dans la source et courant dans le neutre de la source pour la  $p-q$  originale

Il est clair que la  $p-q$  originale ne permet pas d'avoir un système équilibré en courants à la source lorsque les tensions sont déséquilibrées (cas 2) ou perturbées (cas 3 et 4). Par contre, les courants de la source sont sinusoïdaux pour le cas 1. Néanmoins, le courant du neutre est compensé par le filtre. A noter que la valeur efficace de l'harmonique à la fréquence de découpage de 10kHz est égale à 2,7A. Cela justifie la forme du courant du neutre après le filtrage et ceci concerne l'ensemble des mesures.

### II-5-3 Résultats de simulation pour la méthode $p-q$ modifiée

En figure II.20, les courants de la source et du neutre de la source sont présentés pour la  $p-q$  Modifiée.

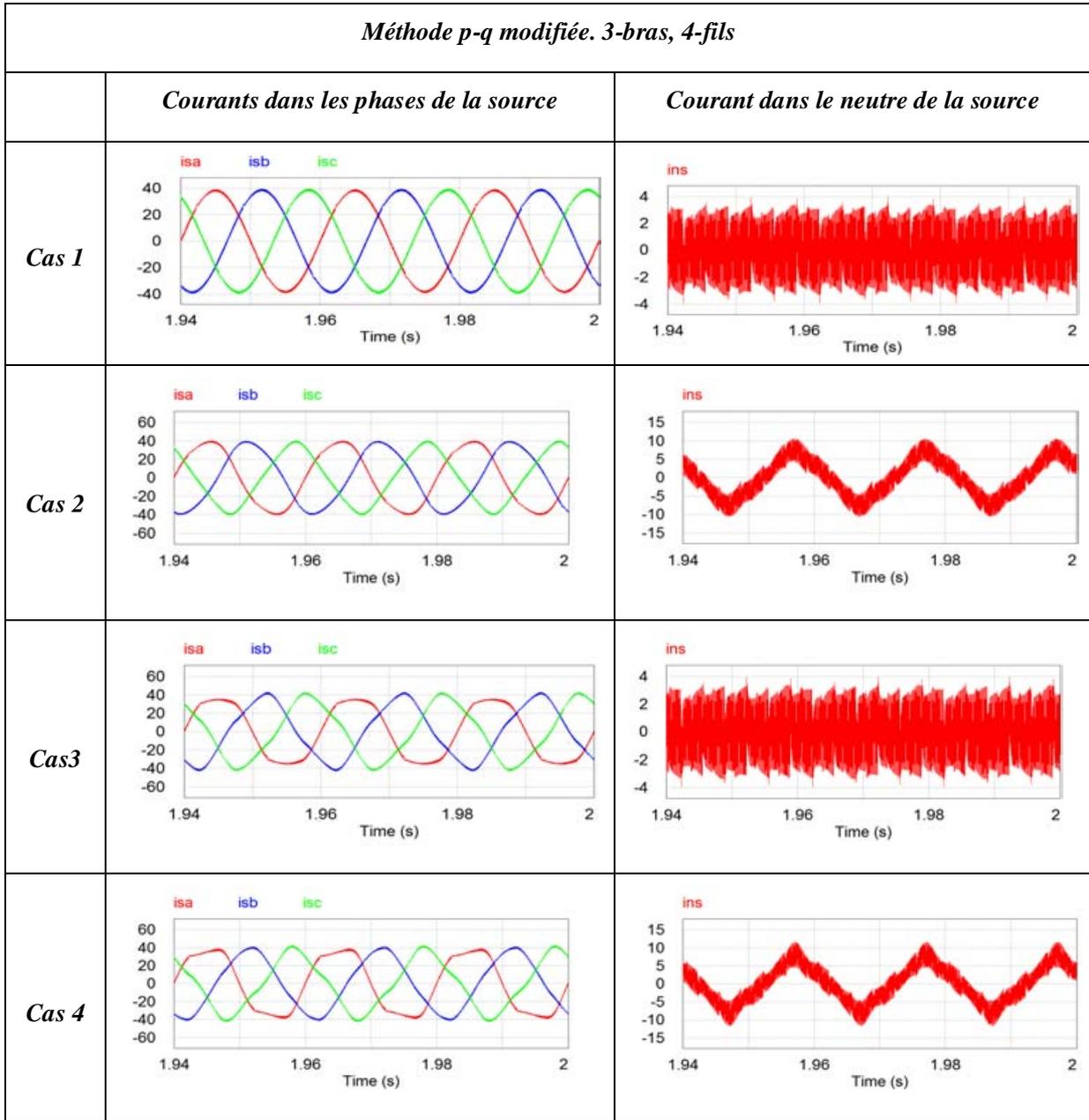


Figure II.20: Courants dans la source et courant dans le neutre de la source pour la  $p-q$  modifiée

La composante homopolaire en courant liée au déséquilibre des tensions ne peut pas être compensée d'où un courant du neutre à la source non nul pour les cas 2 et 4. Le courant du neutre à la source est compensé uniquement lorsque le système des tensions est équilibré (cas 1 et 3). Ce résultat est déjà prévu car le courant de compensation de la composante homopolaire n'est pas vraiment égale au courant du neutre, comme et il a été discuté lors du développement de la méthode. Quant aux courants de source, ils sont sinusoïdaux uniquement pour le cas 1.

## II-5-4 Résultats de simulations pour la méthode $p-q$ pseudo mapping-matrix

En figure II.21, les courants de la source et du neutre de la source sont présentés pour la  $p-q$  par pseudo mapping-matrix.

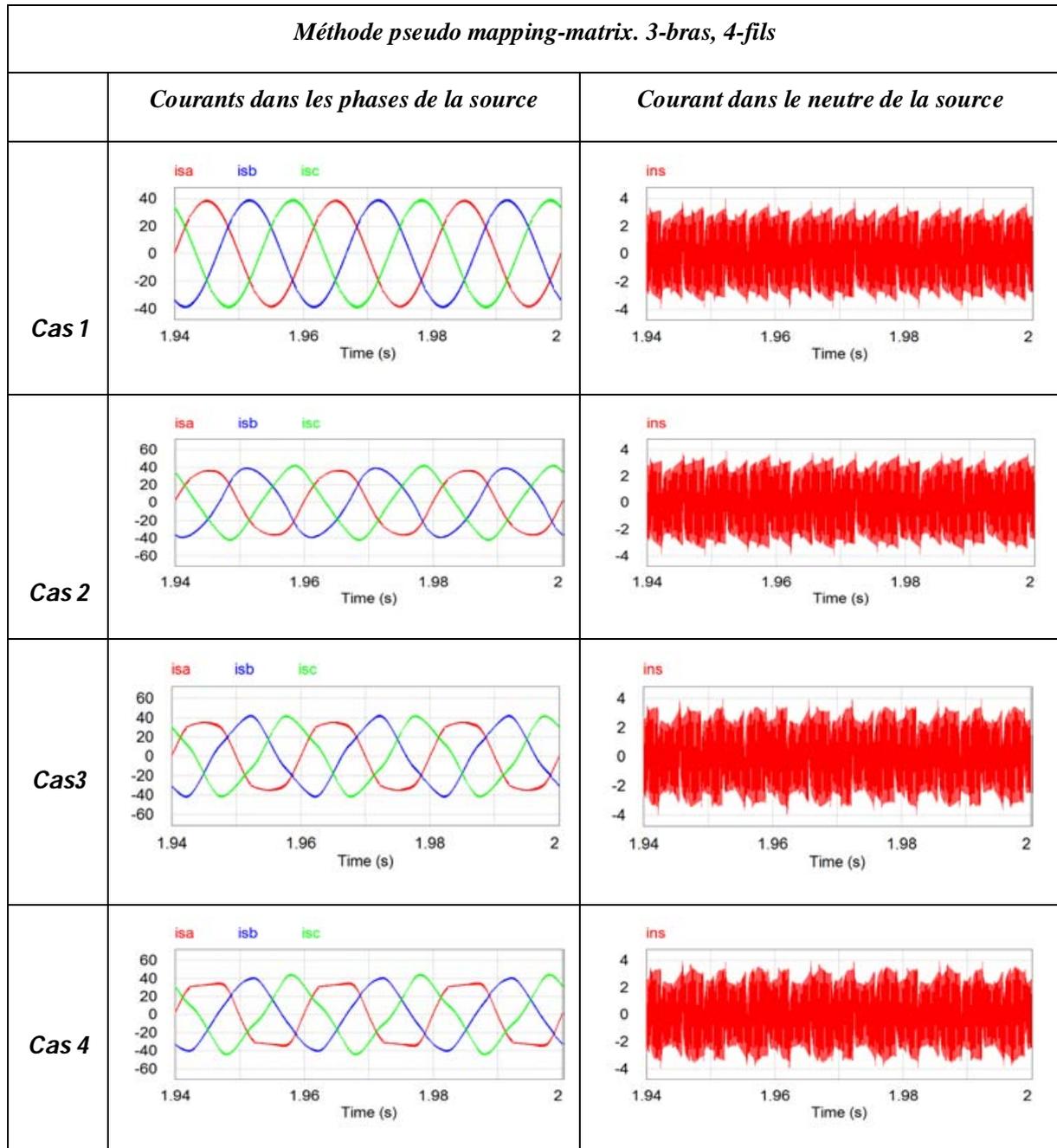


Figure II.21. Courants dans la source et courant dans le neutre de la source pour la  $p-q$  en pseudo mapping-matrix

Cette méthode permet l'annulation du courant du neutre mais le système des courants reste perturbé et déséquilibré lorsque les tensions de la source le sont. La  $p-q$  avec la mapping-matrix n'apporte rien de plus par rapport à la  $p-q$  original.

### II-5-5 Résultats de simulations pour la méthode $p-q-r$

En figure II.22, les courants de la source et du neutre de la source sont présentés pour la méthode  $p-q-r$ .

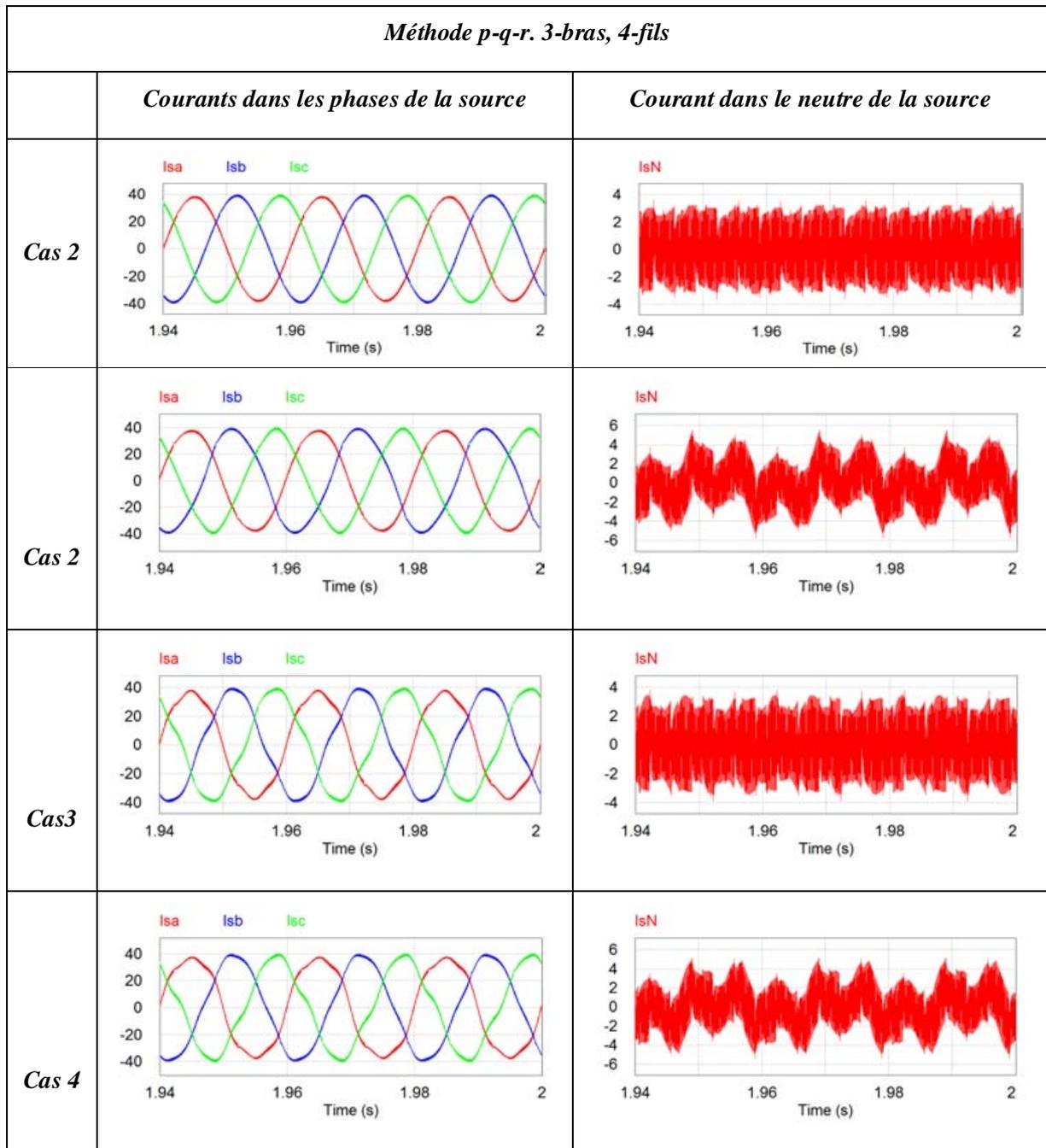


Figure II.22. Courants dans la source et courant dans le neutre de la source pour la  $p-q-r$

Les résultats de cette méthode sont nettement améliorés par rapport aux méthodes précédentes. Mais en cas de déséquilibre ou de perturbation, le courant du neutre n'est pas compensé de la même façon que pour les cas équilibrés. Les courants à la source restent quand même déséquilibrés lorsque les tensions sont perturbées.

## II-5-6 Résultats de simulations pour la méthode $NF\ p-q$

En figure II.23, les courants de la source et du neutre de la source sont présentés pour la méthode  $NF\ p-q$ .

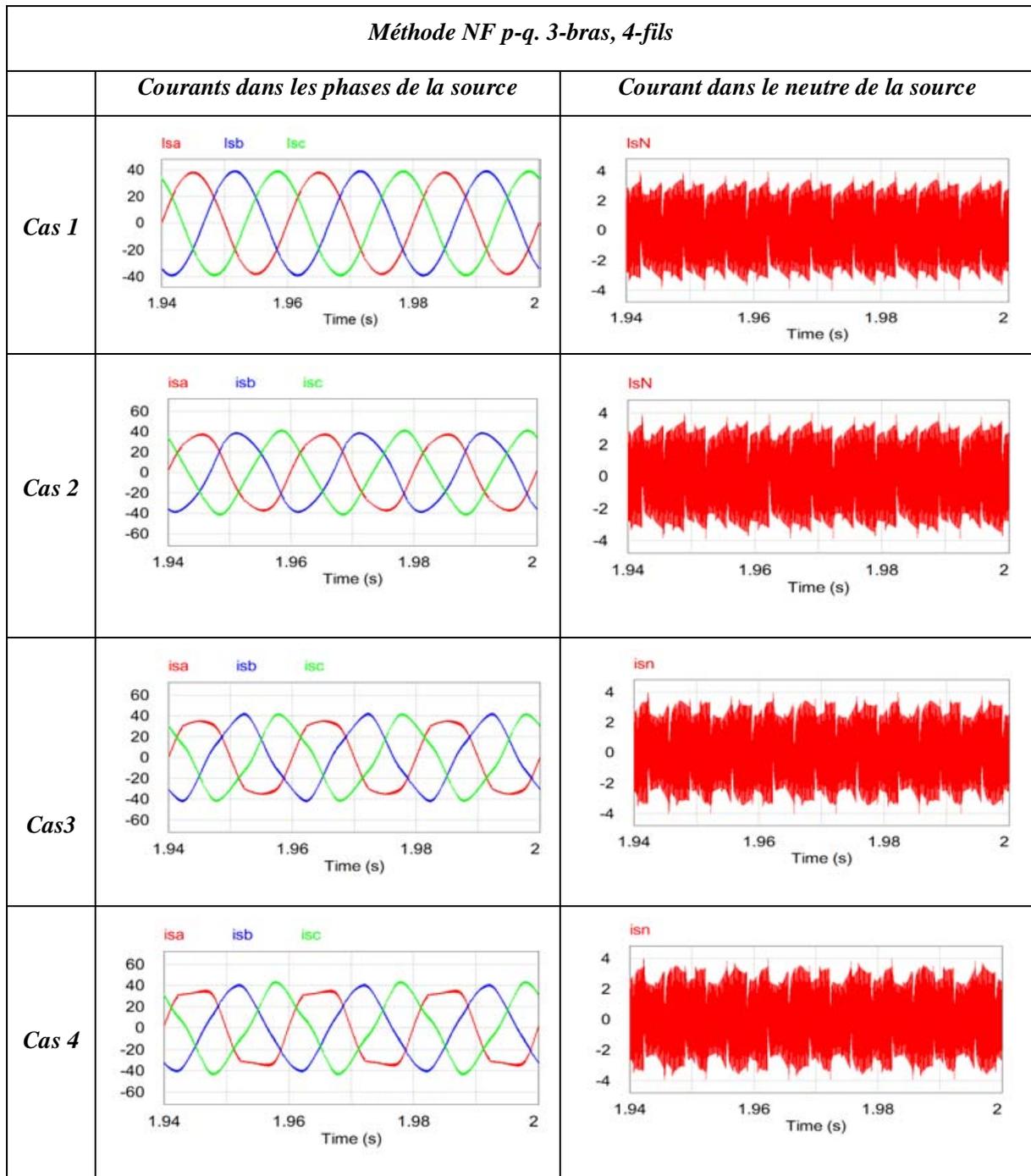


Figure II.23: courants dans la source et courant dans le neutre de la source pour la  $NF\ p-q$

Cette méthode est à l'origine issue de la  $p-q$  avec une répartition de la composante homopolaire sur les trois courants de sources. Alors le courant du neutre est compensé mais les courants de lignes restent déséquilibrés et perturbés quand les tensions ne sont pas sinusoïdales

## II-5-7 Evaluation des performances

A la suite de la comparaison sur les formes d'ondes, nous présentons les tableaux comparatifs pour le facteur de déséquilibre, la distorsion globale et les valeurs efficaces du courant du neutre avant et après la compensation. Le tableau II.4 montre les valeurs de  $UF_i$  calculées d'après les courants présentés avant pour les 4 cas de tensions.

Tableau II.4 : Mesures sur les courants de lignes : Calcul de  $UF_i$

		<b>Cas 1</b>	<b>Cas 2</b>	<b>Cas 3</b>	<b>Cas 4</b>
<b><math>UF_i</math></b>	<b><i>p-q originale</i></b>	0.59%	3.7%	11.8%	8.9%
	<b><i>p-q modifiée</i></b>	1.1%	0.49%	11.8%	4.4%
	<b><i>p-q pseudo</i></b>	0.59%	3.4%	11.5%	12.2%
	<b><i>p-q-r</i></b>	1.6%	2 %	2.4 %	3.6%
	<b><i>NF p-q</i></b>	0.59%	5.6%	11.8%	10.5%

Ce tableau montre que toutes les méthodes ont des bons résultats  $UF_i \leq 2\%$  lorsque les tensions sont équilibrées (cas-1) et ne peuvent pas équilibrer les courants dans les autres cas, sauf pour un cas unique de la méthode *p-q-r*.

Dans le tableau II.5, nous présentons les valeurs mesurées des  $THD$  uniquement pour le courant à la source dans la première phase du réseau (phase *a*), pour les 4 cas de tensions.

Tableau II.5 : Mesures de  $THD_{isa}$  sur le courant  $i_{sa}$  de la source

		<b>Cas 1</b>	<b>Cas 2</b>	<b>Cas 3</b>	<b>Cas 4</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b><i>p-q originale</i></b>	2.8 %	6.19%	10.59%	14.3%
	<b><i>p-q modifiée</i></b>	2.8%	6.6%	10.59%	14.3%
	<b><i>p-q pseudo</i></b>	2.8%	7%	10.3%	12.56%
	<b><i>p-q-r</i></b>	2.8%	4.6%	8%	10.5%
	<b><i>NF p-q</i></b>	2.8%	6.5%	10.5%	14.9%

Les résultats montrent que pour le cas-1, toutes les méthodes affichent les mêmes grandeurs et que les courants sont perturbés, différemment, pour les autres cas de tension. La méthode *p-q-r* a toujours de meilleurs résultats que les autres méthodes.

Dans le tableau II.6, on présente les valeurs efficaces pour le courant du neutre  $i_{nL}(t)$  du côté de la charge avant le filtrage et pour le courant du neutre  $i_{nS}(t)$  du côté de la source après le filtrage.

Tableau II.6 : valeurs efficaces du courant du neutre avant et après le filtrage.

		Cas 1		Cas 2		Cas 3		Cas 4	
		$i_{nL}$	$i_{ns}$	$i_{nL}$	$i_{ns}$	$i_{nL}$	$i_{ns}$	$i_{nL}$	$i_{ns}$
<b>RMS<sub>in</sub></b>	<b><i>p-q originale</i></b>	33.8	2.703*	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703
	<b><i>p-q modifiée</i></b>	33.8	2.703	36.7	7.1	33.5	2.703	36.4	7.2
	<b><i>p-q pseudo</i></b>	33.8	2.703	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703
	<b><i>p-q-r</i></b>	33.8	2.703	36.7	3.14	33.5	2.703	36.4	3.1
	<b><i>NF p-q</i></b>	33.8	2.703	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703

\*La valeur 2,7 A est celle de la composante à 10kHz mesurée sur le spectre des courants avec le logiciel Psim.

Il est clair que toutes les méthodes réussissent la compensation du courant du neutre quand les tensions sont équilibrées (cas-1 et cas-3), par contre, leurs résultats sont différents pour les autres cas. La méthode *p-q* modifiée ne peut pas filtrer (déjà prévu) complètement le courant du neutre et la méthode *p-q-r* ne filtre pas assez comme les méthodes, *p-q* originale, *p-q* pseudo et *NF p-q*, pour les cas de déséquilibre de tension. Tous ces résultats sont compatibles avec les aspects déjà étudiés sur ces méthodes.

## II-6 CONCLUSION

L'établissement de la définition de la puissance réactive instantanée a fait évoluer les méthodes d'extraction des harmoniques relatives au filtrage actif. Les puissances indésirables dans un circuit électriques qui nécessitent d'être compensées sont bien identifiées. Cependant, une différence existe sur la nature de la composante homopolaire ce qui fait varier les concepts de compensation cédant à une variété dans les méthodes de compensation des harmoniques et de l'énergie réactive.

Nous avons fait une revue de la littérature sur les méthodes basées sur les grandeurs instantanées et celle basées sur les valeurs efficaces et nous avons noté pour l'ensemble leurs limites dans le cas de réseau perturbé et déséquilibré.

Les méthodes connues dans l'art antérieur proposent d'équilibrer les courants à la source quand le réseau n'est ni sinusoïdal, ni équilibré et dans ce cadre nous avons étudié et développé 5 méthodes pour les comparer.

La comparaison est faite d'après la simulation dans 4 cas de perturbation du réseau. Nous avons observé les formes d'ondes des courants à la source après le filtrage et aussi le courant du neutre du côté de la source. Nous avons établi leurs performances que ce soit par mesures directes des grandeurs ou par calcul d'après les formes d'ondes

Ces résultats montrent que :

- Les cinq méthodes ne peuvent pas fournir un courant équilibré dans le cas de déséquilibre ou perturbations de tensions. Le  $UF_i \geq 2\%$ , quand les tensions ne sont pas sinusoïdales, ce résultat décline toutes les méthodes étudiées vis-à-vis des normes EN50160 et IEEE 519.

- La méthode  $p-q-r$  présente des résultats meilleurs que ceux des méthodes  $p-q$  mais cette méthode n'est pas capable de fournir un courant sinusoïdal dans la source dans le cas de tensions déséquilibrées et perturbées. De plus, le courant du neutre n'est pas compensé comme pour les autres méthodes.

Ce constat nous incite à développer une méthode prenant en compte spécifiquement les tensions du réseau et à définir les références des courants harmoniques à produire par le filtre actif en parfaite adéquation avec le contexte réseau-charge.



## ***CHAPITRE III***

### ***Stratégie d'extraction des courants de référence pour les FAP. La méthode DCAP***

# Sommaire

<b>III-1 INTRODUCTION</b>	72
<b>III-2 CONCEPT DE COMPENSATION</b>	72
<b>III-3 APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN SYSTEME POLYPHASE</b>	73
III-3-1 Discussion autour des conductances fondamentales polyphasées	74
<i>III-3-1.1 Cas de tensions déséquilibrées</i>	74
<i>III-3-1.2 Cas des tensions équilibrées</i>	75
<b>III-4 APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN SYSTEME TRIPHASE</b>	
<b>3 OU 4 FILS.</b>	75
III-4-1 Puissance à la source	76
III-4-2 Relation entre tension fondamentale et courant sinusoïdal	78
III-4-3 Détermination du courant actif désiré dans la source	78
<i>III-4-3.1 Expression de la valeur efficace du courant en fonction de la puissance totale</i>	79
<i>III-4-3.2 Expression de la puissance par phase en fonction de la puissance totale</i>	79
<i>III-4-3.3 Détermination des conductances</i>	80
<i>III-4-3.4 Expression des courants actifs désirés dans la source</i>	82
<i>III-4-3.5 Comparaison avec les méthodes existantes</i>	82
<i>III-4-3.6 Compensation du courant du neutre</i>	83
III-4-4 Puissance dans la charge	84
III-4-5 Puissance dans le filtre actif	84
III-4-6 Bilan de puissance à la source	85
III-4-7 Détermination des courants de référence	85
<b>III-5 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR UN RESEAU</b>	
<b>TRIPHASE A 4 FILS.</b>	86
III-5-1 Description des blocs fonctionnels.	87
<i>III-5-1.1 Bloc d'extraction des grandeurs fondamentales des tensions.</i>	87
<i>III-5-1.1.a. Description et paramètres des blocs BPF (2<sup>ème</sup> ordre)</i>	88

<i>III-5-1.1.b. Description et paramètres du bloc LPF (2<sup>ème</sup> ordre)</i>	88
<i>III-5-1.2 Bloc d'extraction de la puissance moyenne de la charge</i>	88
<i>III-5-1.3 Bloc d'extraction de la puissance moyenne du filtre</i>	89
<i>III-5-1.3.a. Description et paramètres du bloc LPF (2<sup>ème</sup> ordre)</i>	89
III-5-2 Extraction des courants de référence	90
III-5-3 Validation par simulation	91
<i>III-5-3.1 Validation de l'extraction des grandeurs fondamentales</i>	91
<i>III-5-3.2 Validation de l'extraction des courants des pertes dans le filtre</i>	91
<i>III-5-3.3 Validation du système sinusoïdal des courants désirés dans la source</i>	92
<i>III-5-3.4 Validation pour l'extraction des courants de référence.</i>	94
III-5-4 Résultats de simulations pour la méthode DCAP pour les 4-cas de tensions réseaux.	96
III-5-5 Comparaison des performances	97
<i>III-5-5.1 Comparaison sur le facteur de déséquilibre</i>	97
<i>III-5-5.2 Comparaison sur la distorsion harmonique global-THD</i>	98
<i>III-5-5.3 Rapport de compensation <math>RC_n</math> du courant du neutre.</i>	98
<i>III-5-5.4 Récapitulatif sur les méthodes.</i>	102
<b>III-6 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR RESEAU TRIPHASE</b>	
<b>A 3 FILS.</b>	103
<b>III-7 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR RESEAU</b>	
<b>MONOPHASE</b>	103
<i>Avertissement</i>	105
<b>III-8 CONCLUSION</b>	106

### III-1 INTRODUCTION

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les méthodes exprimées en fonction des grandeurs instantanées des tensions ne permettent pas d'équilibrer les courants à la source quand les tensions sont déséquilibrées et perturbées. Quant aux méthodes formulées à partir des grandeurs efficaces des tensions elles butent sur la définition de la valeur efficace du système triphasé qui ne sera pas valide dans le cas d'un déséquilibre de tension. Même pour la méthode qui considère uniquement la composante directe des tensions, elle ne représente pas effectivement le système réel des tensions surtout quand la composante inverse et homopolaire existent dans le circuit quel que soit leurs contributions en puissance dans le circuit. Nous avons écarté ces solutions et nous nous sommes orientés vers une solution qui permet d'avoir un système équilibré en courant en présence d'un système de tension ayant une composante inverse et homopolaire en plus de la composante directe.

Le concept de base de la compensation dans les méthodes d'avant déjà connues consiste à répartir la puissance également sur les trois phases afin d'équilibrer les courants ce qui n'est pas valide lors de déséquilibre des tensions. A partir de ces éléments, nous avons développé une méthode (DCAP-Direct Control for Active Power) qui se base sur une autre approche pour la compensation et qui permet de formuler le courant actif (ensuite les courants de référence), d'une autre façon que celles traditionnellement employées, aboutissant ainsi à un système équilibré en courant quand le réseau est même fortement perturbé. Ainsi la compensation se fait en présence de la composante inverse et homopolaire du réseau.

Cette méthode est générique. Elle est applicable sur les systèmes polyphasés dont les réseaux triphasés à 3 et 4 fils sont des cas particuliers et aussi sur les réseaux monophasés.

Dans la suite du travail, nous allons présenter son principe sur les systèmes polyphasés et ensuite, la méthode sera développée en détails pour des applications en triphasé et en monophasé.

### III-2 CONCEPT DE COMPENSATION

Au lieu de répartir les puissances également sur les phases d'un système électrique, nous avons pensé à répartir des courants égaux lors de la compensation. A la suite, nous avons cherché à déterminer le courant actif sinusoïdal désiré dans la source  $i_{sd}(t)$  qui assure un facteur de puissance unitaire avec sa tension correspondante même en cas de perturbation du système des tensions.

Or, ce courant sinusoïdal permettant d'assurer un facteur de puissance unitaire avec une tension perturbée a forcément une relation linéaire avec la composante fondamentale  $v_f(t)$  de la tension perturbée  $v(t)$  comme dans (III.1).

$$i_{sd}(t) = G_f \cdot v_f(t) \quad (\text{III.1})$$

Où  $G_f$  est la conductance « fondamentale » liant le courant et la tension fondamentale. A noter qu'un courant sinusoïdal est assimilé à sa composante fondamentale.

**Cette méthode a fait l'objet d'un dépôt de brevet par Toulouse Tech Transfer-la Société d'Accélération de Transfert de Technologies (SATT) de Midi-Pyrénées [142].**

### III-3 APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN SYSTEME POLYPHASE

On appelle système polyphasé, un ensemble de  $k$  grandeurs sinusoïdales (tensions ou courants) de même fréquence, de même valeur efficace, déphasées l'une par rapport à l'autre de  $\frac{2\pi}{k}$ . Si toutes ces conditions sont satisfaites le système est équilibré et si l'une au moins ne l'est pas, le système est déséquilibré. Le système de  $k$  tensions fondamentales s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{f1}(t) = V_{f1} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ v_{f2}(t) = V_{f2} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{k}\right) \\ \vdots \\ v_{fk}(t) = V_{fk} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{k}\right) \end{array} \right. \quad (\text{III.2})$$

Pour un système de courants sinusoïdal et équilibré, les valeurs efficaces/amplitudes des courants sont les mêmes.

$$I_1 = I_2 = \dots = I_k = I \quad (\text{III.3})$$

Les courants désirés à la source devraient assurer un facteur de puissance unitaire alors ce sont des courants actifs, et la puissance à la source  $P_s$  absorbée par le système des courants et les tensions fondamentales s'exprime par :

$$P_s = V_{f1} \cdot I_1 + V_{f2} \cdot I_2 + \dots + V_{fk} I_k \quad (\text{III.4})$$

D'après (III.3), on obtient.

$$P_s = I \cdot (V_{f1} + V_{f2} + \dots + V_{fk}) \quad (\text{III.5})$$

On en déduit de (III.5) la valeur efficace du courant actif désiré à la source permettant l'équilibre des courants:

$$I = \frac{P_s}{(V_{f1} + V_{f2} + \dots + V_{fk})} = \frac{P_s}{\left(\sum_{j=1}^k V_{fj}\right)} \quad (\text{III.6})$$

Les grandeurs instantanées des courants sinusoïdaux désirés dans la source en phase avec leurs tensions fondamentales correspondantes sont en conséquence dans (III.7).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1}(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) = \frac{P_s}{\left(\sum_{j=1}^k V_{fj}\right)} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ i_{sd2}(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{k}\right) = \frac{P_s}{\left(\sum_{j=1}^k V_{fj}\right)} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{k}\right) \\ \vdots \\ i_{sdk}(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{k}\right) = \frac{P_s}{\left(\sum_{j=1}^k V_{fj}\right)} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{k}\right) \end{array} \right. \quad (\text{III.7})$$

Pour simplifier la présentation, nous allons procéder par un chemin court pour trouver la conductance de chaque phase. En effet, en multipliant les expressions de  $i_{sd1}(t)$ ,  $i_{sd2}(t)$  ...et  $i_{sdk}(t)$  par, respectivement  $\frac{V_{f1}}{V_{f1}}$ ,  $\frac{V_{f2}}{V_{f2}}$ ...et  $\frac{V_{fk}}{V_{fk}}$ , le système dans (III.7) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1}(t) = \frac{P_s}{V_{f1}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{f1} \sin(\omega \cdot t) \\ i_{sd2}(t) = \frac{P_s}{V_{f2}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{f2} \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{k}\right) \\ \vdots \\ i_{sd}(t) = \frac{P_s}{V_{fk}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{fk} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{k}\right) \end{array} \right. \quad (\text{III.8})$$

Finalement, en remplaçant les expressions des tensions de (III.2) dans (III.8), les courants actifs désirés à la source deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1}(t) = \frac{P_s}{V_{f1}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot v_{f1}(t) \\ i_{sd2}(t) = \frac{P_s}{V_{f2}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot v_{f2}(t) \\ \vdots \\ i_{sdk}(t) = \frac{P_s}{V_{fk}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot v_{fk}(t) \end{array} \right. \quad (\text{III.9})$$

Nous définissons dans (III.10) les conductances fondamentales du système polyphasé.

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{f1} = \frac{P_s}{V_{f1}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \\ G_{f2} = \frac{P_s}{V_{f2}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \\ \vdots \\ G_{fk} = \frac{P_s}{V_{fk}(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \end{array} \right. \quad (\text{III.10})$$

### III-3-1 Discussion autour des conductances fondamentales polyphasées

#### III-3-1.1 Cas de tensions déséquilibrées

- 1- Selon notre approche de compensation et d'après (III.10), les conductances fondamentales ne sont pas égales dans le système déséquilibré, Cela implique que les puissances absorbées sur chaque phase ne sont pas égales non plus mais les courants sont équilibrés et de même valeurs efficaces.
- 2- Les puissances absorbées par chaque phase  $P_{s1}, P_{s2}, \dots, P_{sk}$  sont exprimées dans (III.11).

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{s1} = \frac{1}{G_{f1}} \cdot I^2 = G_{f1} \cdot V_{f1}^2 \\ P_{s1} = \frac{1}{G_{f2}} \cdot I^2 = G_{f2} \cdot V_{f2}^2 \\ \vdots \\ P_{s1} = \frac{1}{G_{fk}} \cdot I^2 = G_{fk} \cdot V_{fk}^2 \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

En remplaçant le courant efficace et/ou les conductances par leurs valeurs dans, respectivement, (III.6) et (III.10), on obtient dans les deux cas de (III.11) les relations dans (III.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{s1} = \frac{P_s}{(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot V_{f1} \\ P_{s1} = \frac{P_s}{(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot V_{f2} \\ \vdots \\ P_{sk} = \frac{P_s}{(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot V_{fk} \end{array} \right. \quad (\text{III.12})$$

Il est clair d'après (III.12) que chaque phase absorbe une puissance au prorata du déséquilibre des tensions fondamentales.

- 3- Au premier abord, et selon notre approche, nous pouvons dire du système de courant dans (III.9) qu'il n'existe pas pour le système polyphasé une valeur efficace unique en cas de déséquilibre. Par contre, nous sommes face à  $k$  systèmes monophasés dont chaque phase est liée à une valeur efficace différente des autres.
- 4- L'usage des grandeurs fondamentales permet d'avoir un système sinusoïdal quand les tensions sont perturbées mais ce système reste déséquilibré si les tensions le sont. Alors les composantes inverse et homopolaire liées à la fréquence du fondamental persistent dans le circuit et le développement de l'algorithme de commande se fait en leurs présences. Il n'est nul besoin d'extraire la composante directe dans notre cas.
- 5- Pour le système polyphasé avec un conducteur du neutre, le courant dans ce dernier (III.13) est la somme des courants dans (III.7) ou bien dans (III.9), il est nul de par la définition même des courants.

$$i_n(t) = \frac{P_s}{(\sum_{j=1}^k V_{fj})} \cdot \sqrt{2} \left[ \sin(\omega \cdot t) + \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{k}\right) + \dots + \sin\left(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{k}\right) \right] = 0 \quad (\text{III.13})$$

Cela revient à dire que, lors de la compensation si on force les courants dans la source pour prendre les valeurs dans (III.9), le courant du neutre s'annule.

### III-3-1.2 Cas des tensions équilibrées

Si les tensions sont équilibrées, alors.

$$V_{f1} = V_{f2} = \dots = V_{fk} = V_f \quad (\text{III.14})$$

Les conductances de chaque phase dans (III.10) deviennent égales (III.15) et les puissances dans (III.11) se répartissent sur les phases en des portions identiques (III.16)

$$G_f = \frac{P_s}{k \cdot V_f^2} = \frac{P_s}{k} \cdot \frac{1}{V_f^2} \quad (\text{III.15})$$

$$P_{phase} = \frac{P_s}{k} \quad (\text{III.16})$$

On retrouve alors l'image de  $k$  systèmes monophasés équilibrés dont les conductances des phases seront identiques mais différentes de celle formulée par Fryze pour les systèmes monophasés uniquement par les grandeurs fondamentales utilisées dans notre formulation.

## III-4 APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN SYSTEME TRIPHASE 3 OU 4 FILS.

La génération des courants actifs désirés dans la source pour les systèmes triphasés est un cas particulier de système polyphasé pour  $k=3$ . Dans cette partie nous allons montrer la méthodologie de la méthode

surtout au niveau de la formulation des puissances en fonction des grandeurs fondamentales qui ont donné naissance aux courants actifs désirés dans la source. De plus, la puissance dans la source n'est pas calculée, au contraire elle est mesurée à partir de la puissance de la charge et de la puissance absorbée par le filtre nécessaire à la compensation des pertes des composants. Un bilan de puissance s'avère alors nécessaire.

Lorsque la tension n'est plus sinusoïdale, d'autres fréquences multiple du fondamental (les harmoniques) apparaissent dans le signal. La tension est alors perturbée/polluée par les harmoniques. On considère le système de tensions  $v_a, v_b$  et  $v_c$  déséquilibrées et perturbées.

$$\begin{cases} v_a(t) = \hat{V}_{fa} \cdot \sin(\theta) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{ha} \cdot \sin(h \cdot \theta + \alpha_h) \\ v_b(t) = \hat{V}_{fb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{hb} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \beta_h\right) \\ v_c(t) = \hat{V}_{fc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{hc} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \gamma_h\right) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec comme composante fondamentale :

$$\begin{cases} v_{fa}(t) = \hat{V}_{fa} \cdot \sin(\theta) = \sqrt{2} \cdot V_{fa} \cdot \sin(\theta) \\ v_{fb}(t) = \hat{V}_{fb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} \cdot V_{fb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{fc}(t) = \hat{V}_{fc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} \cdot V_{fc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$\hat{V}_{fa,b,c}$ , représentent les amplitudes des tensions fondamentales et  $V_{fa,b,c}$  leurs valeurs efficaces.

Notre objectif est d'avoir un courant parfaitement sinusoïdal du côté de la source en phase avec le fondamental de la tension correspondante. Donc les courants désirés dans la source sont de la forme dans (III.19). Ici il n'y a pas lieu de parler du fondamental du courant car un courant parfaitement sinusoïdal est assimilé à son fondamental.

$$\begin{cases} i_{sda}(t) = \hat{I}_{sda} \cdot \sin(\theta) = \sqrt{2} \cdot I_{sda} \cdot \sin(\theta) \\ i_{sdb}(t) = \hat{I}_{sdb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} \cdot I_{sdb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sdc}(t) = \hat{I}_{sdc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} \cdot I_{sdc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

$\hat{I}_{sda,b,c}$  sont les amplitudes des courants  $i_{sda,b,c}(t)$  désirés dans la source et  $I_{sda,b,c}$  sont les valeurs efficaces à déterminer.

Pour déterminer les valeurs efficaces des courants, il est nécessaire de faire un bilan de puissance dans la source lié aux puissances dans le circuit. La formulation des puissances en fonction des valeurs fondamentales sera détaillée dans ce qui suit et bien évidemment validée que ce soit du côté de la source ou bien le filtre.

### III-4-1 Puissance à la source

La puissance instantanée dans la source s'écrit dans (III.20).

$$p_s(t) = v_a(t) \cdot i_{sda}(t) + v_b(t) \cdot i_{sdb}(t) + v_c(t) \cdot i_{sdc}(t) \quad (\text{III.20})$$

En remplaçant dans (III.20) les équations (III.17) des tensions perturbées et déséquilibrées et les équations dans (III.19) des courants sinusoïdaux désirés, on obtient :

$$\begin{aligned}
p_s(t) = & \left( \hat{V}_{fa} \cdot \sin(\theta) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{ha} \cdot \sin(h \cdot \theta + \alpha_h) \right) \cdot \hat{I}_{sda} \cdot \sin(\theta) \\
& + \left( \hat{V}_{fb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{hb} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) \right) \cdot \hat{I}_{sdb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
& + \left( \hat{V}_{fc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{hc} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) \right) \cdot \hat{I}_{sdc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \quad (III.21)$$

En développant l'équation (III.21), on obtient

$$\begin{aligned}
p_s(t) = & (\hat{V}_{fa} \cdot \sin(\theta) \cdot \hat{I}_{sda} \cdot \sin(\theta)) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{ha} \cdot \sin(h \cdot \theta + \alpha_h) \cdot \hat{I}_{sda} \cdot \sin(\theta) \\
& + \left( \hat{V}_{fb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \hat{I}_{sdb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{hb} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) \cdot \hat{I}_{sdb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
& + \left( \hat{V}_{fc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \hat{I}_{sdc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{V}_{hc} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) \cdot \hat{I}_{sdc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned}$$

Il s'en suit que

$$\begin{aligned}
p_s(t) = & \frac{\hat{V}_{fa} \cdot \hat{I}_{sda}}{2} (1 - \cos(2\theta)) + \frac{\hat{V}_{ha} \cdot \hat{I}_{sda}}{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} \cos((h-1) \cdot \theta + \alpha_h) - \cos((h+1) \cdot \theta + \alpha_h) \\
& + \frac{\hat{V}_{fb} \cdot \hat{I}_{sdb}}{2} \left(1 - \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right) + \frac{\hat{V}_{hb} \cdot \hat{I}_{sdb}}{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} \cos\left((h-1) \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) \\
& - \cos\left((h+1) \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) + \frac{\hat{V}_{fc} \cdot \hat{I}_{sdc}}{2} \left(1 - \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right) \\
& + \frac{\hat{V}_{hc} \cdot \hat{I}_{sdc}}{2} \sum_{h \neq 1}^{\infty} \cos\left((h-1) \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right) - \cos\left((h+1) \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_h\right)
\end{aligned} \quad (III.22)$$

La puissance active  $P_s$  est la valeur moyenne de la puissance instantanée dans (III.22). Elle s'exprime alors par :

$$P_s = \frac{\hat{V}_{fa} \cdot \hat{I}_{sda}}{2} + \frac{\hat{V}_{fb} \cdot \hat{I}_{sdb}}{2} + \frac{\hat{V}_{fc} \cdot \hat{I}_{sdc}}{2} \quad (III.23)$$

Ou bien en remplaçant les valeurs maximales en fonction des valeurs efficaces, on obtient.

$$P_s = V_{fa} \cdot I_{sda} + V_{fb} \cdot I_{sdb} + V_{fc} \cdot I_{sdc} \quad (III.23.1)$$

L'équation (III.23 ou III. 23.1) montre que lorsqu'un courant sinusoïdal est désiré dans la source, la puissance active n'est que la contribution basée sur les fréquences liées aux composantes fondamentales des tensions.

De plus, si on traite la puissance uniquement par les grandeurs fondamentales instantanées de la tension et des courants désirés, on retrouve le même résultat. On démontre ceci par ce qui suit.

La puissance instantanée fondamentale liée aux grandeurs fondamentales est :

$$p_{sf}(t) = v_{fa}(t) \cdot i_{sda}(t) + v_{fb}(t) \cdot i_{sdb}(t) + v_{fc}(t) \cdot i_{sdc}(t) \quad (\text{III.24})$$

$$p_{sf}(t) = (\hat{V}_{fa} \cdot \sin(\theta) \cdot \hat{I}_{sda} \cdot \sin(\theta)) + \left( \hat{V}_{fb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \hat{I}_{sdb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ + \left( \hat{V}_{fc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \hat{I}_{sdc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

$$p_{sf}(t) = \frac{\hat{V}_{fa} \cdot \hat{I}_{sda}}{2} (1 - \cos(2\theta)) + \frac{\hat{V}_{fb} \cdot \hat{I}_{sdb}}{2} \left(1 - \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right) + \frac{\hat{V}_{fc} \cdot \hat{I}_{sdc}}{2} \left(1 - \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right)$$

La puissance active  $P_{sf}$  est la valeur moyenne de la puissance instantanée  $p_{sf}(t)$ . Elle s'exprime alors comme dans (III.25) :

$$P_{sf} = \frac{\hat{V}_{fa} \cdot \hat{I}_{sda}}{2} + \frac{\hat{V}_{fb} \cdot \hat{I}_{sdb}}{2} + \frac{\hat{V}_{fc} \cdot \hat{I}_{sdc}}{2} \quad (\text{III.25})$$

Ou bien en remplaçant les valeurs maximales en fonction des valeurs efficaces, on obtient finalement :

$$P_{sf} = P_s = V_{fa} \cdot I_{sda} + V_{fb} \cdot I_{sdb} + V_{fc} \cdot I_{sdc} \quad (\text{III.25.1})$$

On obtient une équivalence entre les puissances calculées avec et sans la composante fondamentale de la tension.

*Nous concluons, que la puissance active dans la source n'est pas que la contribution basée sur les valeurs fondamentales du courant et de la tension. Elle est aussi la contribution de la puissance instantanée fondamentale liée aux grandeurs pour la fréquence fondamentale.*

### III-4-2 Relation entre tension fondamentale et courant sinusoïdal

Les courants sinusoïdaux  $i_{sda,b,c}(t)$  désirés dans la source sont assimilés à leurs fondamentaux (III.19). Comme nous venons de démontrer, qu'en présence d'un tel système de courant, la puissance est liée uniquement aux composantes fondamentales des tensions, ainsi nous considérons que chaque courant de  $i_{sda,b,c}$  doit être lié à la grandeur sinusoïdale de même fréquence de la tension perturbée  $v_i(t)$ , ( $i = a, b, c$ ), donc à la composante fondamentale  $v_{fi}(t)$  de la tension  $v_i(t)$ . Par conséquent, nous pouvons écrire les relations dans (III.26)

$$\begin{cases} v_{fa}(t) = k_a \cdot i_{sda}(t) \\ v_{fb}(t) = k_b \cdot i_{sdb}(t) \\ v_{fc}(t) = k_c \cdot i_{sdc}(t) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

### III-4-3 Détermination du courant actif désiré dans la source

Le concept adopté pour la puissance active liée aux grandeurs fondamentales servira dans la suite, de par sa formulation, comme outil pour déterminer le courant sinusoïdal nécessaire dans la source.

### III-4-3.1 Expression de la valeur efficace du courant en fonction de la puissance totale

On se place toujours dans le cas le plus défavorable où la tension est non sinusoïdale mais le courant devrait rester sinusoïdal du côté de la source et en phase avec la tension fondamentale même si le courant dans la charge est perturbé par les harmoniques.

D'après ce qui a été avancé, la puissance active (contribution basée sur les fréquences liées au fondamental) totale côté source, donnée par (III.27) s'écrit:

$$P_s = P_{sf} = V_{fa} \cdot I_{sda} + V_{fb} \cdot I_{sdb} + V_{fc} \cdot I_{sdc} = P_{sa} + P_{sb} + P_{sc} \quad (\text{III.27})$$

$P_{sa}, P_{sb}$  et  $P_{sc}$  représentent les puissances véhiculées par, respectivement, la phase  $a$ ,  $b$  et  $c$ .

$$\begin{cases} P_{sa} = P_{saf} = V_{fa} \cdot I_{sda} \\ P_{sb} = P_{sbf} = V_{fb} \cdot I_{sdb} \\ P_{sc} = P_{scf} = V_{fc} \cdot I_{sdc} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Pour les courants équilibrés à la source on peut écrire que :

$$I_{sda} = I_{sdb} = I_{sdc} = I_{sd} \quad (\text{III.29})$$

En remplaçant (III.29) dans (III.27) on aura :

$$P_s = P_{sf} = P_{sa} + P_{sb} + P_{sc} = (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc}) \cdot I_{sd} \quad (\text{III.30})$$

On déduit de (III.30) la valeur efficace du courant désiré dans la source en relation avec la puissance totale dans la source :

$$I_{sda} = I_{sdb} = I_{sdc} = I_{sd} = \frac{P_{sa} + P_{sb} + P_{sc}}{(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} = \frac{P_s}{(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \quad (\text{III.31})$$

Le système des tensions fondamentales est sinusoïdal mais déséquilibré. La composante inverse et homopolaire existe dans le système. Cependant, dans (III.31) Il n'est pas nécessaire d'extraire la composante directe pour déterminer la valeur de  $I_{sd}$ .

La puissance fournie par la source sera déterminée en fonction de la puissance absorbée par la charge et celle absorbée par le filtre actif pour compenser ces pertes.

### III-4-3.2 Expression de la puissance par phase en fonction de la puissance totale

En remplaçant (III.31) dans l'équation (III.28) nous permet d'avoir les puissances individuelles de chaque phase en fonction de la puissance totale de la source.

$$\begin{cases} P_{sa} = V_{fa} \cdot I_{sda} = \frac{P_s}{(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot V_{fa} \\ P_{sb} = V_{fb} \cdot I_{sdb} = \frac{P_s}{(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot V_{fb} \\ P_{sc} = V_{fc} \cdot I_{sdc} = \frac{P_s}{(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot V_{fc} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Il est vu dans (III.32) que chaque phase extrait une puissance proportionnellement à la valeur efficace fondamentale de la tension correspondante. Ces puissances ne sont pas égales sauf si les tensions sont équilibrées.

### III-4-3.3 Détermination des conductances

Dans l'équation (III.26), nous avons écrit la relation entre la tension fondamentale et le courant désiré à la source. Les coefficients  $k_a$ ,  $k_a$  et  $k_a$  sont à déterminer afin de trouver les conductances du circuit. Pour ce faire, nous allons déterminer le coefficient  $k$  pour une seule phase et ensuite nous en déduirons les autres.

Soit, par exemple, la relation pour la première phase du système.

$$v_{fa}(t) = k_a \cdot i_{sda}(t) \quad (III.33)$$

En multipliant l'équation (III.33) par  $i_{sda}(t)$  on obtient :

$$v_{fa}(t) \cdot i_{sda}(t) = k_a \cdot i_{sda}^2(t) \quad (III.34)$$

Et en valeur moyenne, on a :

$$\langle v_{fa}(t) \cdot i_{sda}(t) \rangle = k_a \cdot \langle i_{sda}^2(t) \rangle \quad (III.35)$$

$P_s$  est la contribution basée sur les fréquences liées au fondamental elle est égale à  $P_{sf}$  et obtenue par la valeur moyenne de la puissance instantanée. C'est aussi valable pour les puissances de chaque phase.

$$P_{sa} = P_{saf} = \langle v_{fa}(t) \cdot i_{sda}(t) \rangle \quad (III.36)$$

On aura :

$$k_a = \frac{P_{sa}}{\langle i_{sda}^2(t) \rangle} \quad (III.37)$$

Pour la grandeur sinusoïdale désirée  $i_{sda}(t)$  en figure III.1 de valeur maximale  $\hat{I}_{sda}$  son carré  $i_{sda}^2(t)$  est de valeur maximale  $\hat{I}_{sda}^2$ .

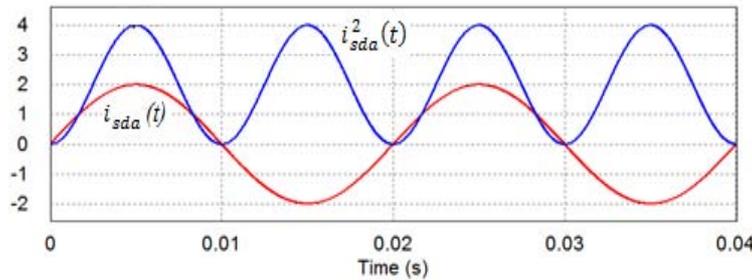


Figure III.1. Courants  $i_{sda}(t)$  et  $i_{sda}^2(t)$ .

Or, dans l'équation (III.19),  $i_{sda}(t) = \hat{I}_{sda} \cdot \sin(\theta)$  et la valeur moyenne de  $i_{sda}^2(t)$  vaut:

$$\langle i_{sda}^2(t) \rangle = \langle \hat{I}_{sda}^2 \cdot \sin^2(\theta) \rangle = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}_{sda}^2 \cdot \sin^2(\theta) \cdot d\theta = \frac{\hat{I}_{sda}^2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} \right) \cdot d\theta = \frac{\hat{I}_{sda}^2}{2}$$

$$\langle i_{sda}^2(t) \rangle = \frac{\hat{I}_{sda}^2}{2} = I_{sda}^2 \quad (III.38)$$

Ce qui implique, d'après (III.33) et (III.38), que  $k_a$  est égal à :

$$k_a = \frac{P_{sa}}{\frac{\hat{I}_{sda}^2}{2}} = \frac{2 \cdot P_{sa}}{\hat{I}_{sda}^2} = \frac{P_{sa}}{I_{sda}^2} \quad (\text{III.39})$$

Les grandeurs  $k_b, k_c$  sont déduites du raisonnement précédent appliqué sur les autres phases. Il en résulte que :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_a = \frac{P_{sa}}{\frac{\hat{I}_{sda}^2}{2}} = \frac{2 \cdot P_{sa}}{\hat{I}_{sda}^2} = \frac{P_{sa}}{I_{sda}^2} \\ k_b = \frac{P_{sb}}{\frac{\hat{I}_{sdb}^2}{2}} = \frac{2 \cdot P_{sb}}{\hat{I}_{sdb}^2} = \frac{P_{sb}}{I_{sdb}^2} \\ k_c = \frac{P_{sc}}{\frac{\hat{I}_{sdc}^2}{2}} = \frac{2 \cdot P_{sc}}{\hat{I}_{sdc}^2} = \frac{P_{sc}}{I_{sdc}^2} \end{array} \right. \quad (\text{III.40})$$

Les conductances du système s'écrivent

$$\left\{ \begin{array}{l} G_a = \frac{1}{k_a} = \frac{I_{sda}^2}{P_{sa}} \\ G_b = \frac{1}{k_b} = \frac{I_{sdb}^2}{P_{sb}} \\ G_c = \frac{1}{k_c} = \frac{I_{sdc}^2}{P_{sc}} \end{array} \right. \quad (\text{III.41})$$

Et en remplaçant dans (III.41) la valeur efficace du courant donnée par (III.28) en fonction de la puissance par phase, on obtient le système suivant.

$$\left\{ \begin{array}{l} G_a = \frac{I_{sda}^2}{P_{sa}} = \frac{\left(\frac{P_{sa}}{V_{fa}}\right)^2}{P_{sa}} = \frac{P_{sa}}{(V_{fa})^2} \\ G_b = \frac{I_{sdb}^2}{P_{sb}} = \frac{\left(\frac{P_{sb}}{V_{fb}}\right)^2}{P_{sb}} = \frac{P_{sb}}{(V_{fb})^2} \\ G_c = \frac{I_{sdc}^2}{P_{sc}} = \frac{\left(\frac{P_{sc}}{V_{fc}}\right)^2}{P_{sc}} = \frac{P_{sc}}{(V_{fc})^2} \end{array} \right. \quad (\text{III.42})$$

Les conductances dans (III.42) s'expriment en fonction des puissances et des tensions efficaces. Il est plus judicieux de les considérer ainsi comme grandeurs fondamentales. De plus, en remplaçant dans (III.42) les puissances par phase par leurs expressions en fonction de la puissance totale de la source dans (III.32). On aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{af} = \frac{P_{sa}}{(V_{fa})^2} = \frac{P_s}{(V_{fa})^2 \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot V_{fa} = \frac{P_s}{V_{fa} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \\ G_{bf} = \frac{P_{sb}}{(V_{fb})^2} = \frac{P_s}{(V_{fb})^2 \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot V_{fb} = \frac{P_s}{V_{fb} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \\ G_{cf} = \frac{P_{sc}}{(V_{fc})^2} = \frac{P_s}{(V_{fc})^2 \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot V_{fc} = \frac{P_s}{V_{fc} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \end{array} \right. \quad (\text{III.43})$$

### III-4-3.4 Expression des courants actifs désirés dans la source

Le système des courants dans les phases de lignes se traduit en fonction des conductances par :

$$\begin{cases} i_{sda}(t) = G_{af} \cdot v_{fa}(t) \\ i_{sdb}(t) = G_{bf} \cdot v_{fb}(t) \\ i_{sdc}(t) = G_{cf} \cdot v_{fc}(t) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

En remplaçant les conductances par leurs valeurs dans (III.43), cela nous permet d'avoir finalement les courants actifs sinusoïdaux désirés dans la source, en phase avec leurs tensions fondamentales, en fonction de la puissance totale dans la source.

$$\begin{cases} i_{sda}(t) = \frac{P_s}{v_{fa} \cdot (v_{fa} + v_{fb} + v_{fc})} \cdot v_{fa}(t) \\ i_{sdb}(t) = \frac{P_s}{v_{fb} \cdot (v_{fa} + v_{fb} + v_{fc})} \cdot v_{fb}(t) \\ i_{sdc}(t) = \frac{P_s}{v_{fc} \cdot (v_{fa} + v_{fb} + v_{fc})} \cdot v_{fc}(t) \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

### III-4-3.5 Comparaison avec les méthodes existantes

Les courants actifs dans notre méthode (DCAP) sont donc formulés en fonction de la puissance active moyenne à la source et des valeurs efficaces des tensions fondamentales. L'objectif de la compensation est d'avoir des courants égaux à la source ce qui a donné des conductances inégales sur les phases.

Les méthodes connues dans l'art antérieur, et qui sont formulées aussi en fonction de la puissance active et les grandeurs efficaces des tensions ne sont pas basées sur le même concept de compensation et ont un courant actif différent de celui de notre méthode.

Or, de telles méthodes ont débuté avec celle proposée par Czarnecki (II.8) et se sont poursuivies avec celle de Herrera (II.9) en passant par celle de Montana qu'on les rappelle ici.

$$i_{a,i}(t) = \frac{P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} v_i(t) \quad (\text{Formulation de Czarnecki}) \quad (\text{III.46.a})$$

$$i_{a,i}(t) = \frac{P}{u_a^2 + u_b^2 + u_c^2} u_i(t) \quad (\text{Formulation de Montana}) \quad \text{avec } u(t) = v(t) - v_0(t) \quad (\text{III.46.b})$$

$$i_{a,i}(t) = \frac{P}{v_{fa}^{+2} + v_{fb}^{+2} + v_{fc}^{+2}} v_{fi}^+(t) \quad (\text{Formulation de Herrera}) \quad (\text{III.46.c})$$

$$i_{sdi}(t) = \frac{P_s}{v_{fi}^2 + v_{fi} \cdot v_{fb} + v_{fi} \cdot v_{fc}} \cdot v_{fi}(t) \quad (\text{Notre formulation}) \quad (\text{III.46.d})$$

Nous listons dans ce qui suit les différences entre les méthodes.

- 1- La première différence est donc conceptuelle. Elle touche le principe de la compensation en présence d'un réseau fortement perturbé et une charge harmonique déséquilibrée. Or, les 3 méthodes citées visent à répartir des puissances égales sur les phases cédant à des conductances égales sur les trois phases,  $G = \frac{P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}$ ,  $G = \frac{P}{u_a^2 + u_b^2 + u_c^2}$  et  $G = \frac{P}{v_{fa}^{+2} + v_{fb}^{+2} + v_{fc}^{+2}}$  pour respectivement, les méthodes dans (III.46.a), (III.46.b) et (III.46.c). Par conséquent, les courants ne seront plus égaux si les tensions ne le sont pas. En outre, lorsque les tensions sont perturbées

par les harmoniques les courants le sont aussi car ils sont linéairement dépendants des tensions. Différemment, notre méthode vise à répartir des courants égaux.

- 2- La présence de la composante fondamentale dans la méthode DCAP (III.46.d) permet d'avoir un système sinusoïdal en cas de perturbation des tensions. En plus, les conductances ne sont pas égales sur les trois phases permettant de moduler la puissance absorbée par phase impliquant un système équilibré en courant.
- 3- Une troisième différence déterminante réside dans la quantité exprimant la valeur efficace du système triphasé qui dans le cas de déséquilibre et/ou perturbations, est complètement différente dans la DCAP que de celles déjà proposées. En effet, la valeur efficace (au carré) d'un système triphasé équilibré est  $(V_{RMS}^2 = V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)$ , elle a été utilisée au départ dans (III.46.a) avant qu'il s'avère qu'elle n'était pas valide pour les systèmes déséquilibrés. La formulation dans (III.46.b), qui sépare la composante homopolaire de la tension déséquilibrée, était une alternative à la première sans qu'elle aboutisse à assurer les objectifs du filtrage pour les tensions polluées. Dans notre méthode, il s'agit de trois systèmes monophasés avec chacun une grandeur efficace différente de l'autre, réunis ensemble, ils permettent d'avoir un système équilibré en courant. Nous n'avons pas une définition unique, de la valeur efficace, pour un système triphasé déséquilibré.
- 4- La formulation proposée par Hererra (III.46.c) en fonction des composantes à séquence positive directe n'est qu'un cas particulier simplifié, car un système triphasé de tensions fondamentales déséquilibrées s'écrit par  $v_f(t) = v_f^+(t) + v_f^-(t) + v_f^0(t)$ . Dans notre méthode nous ne nous soucions pas de la composante inverse ni homopolaire, c'est au contraire, leurs effets en termes de déséquilibre sont pris en compte dans la puissance calculée à partir de la puissance de la charge. Notre modèle est ainsi plus complet. A rajouter que, d'une part, la détermination de la composante directe pour les systèmes polyphasés n'est pas aisé en terme de calcul, et d'autre part, l'application de la méthode en monophasé n'est pas une conséquence directe puisqu'il faut modifier le concept.

### III-4-3.6 Compensation du courant du neutre

Il est important de noter que la somme des courants  $i_{sda}(t)$ ,  $i_{sdb}(t)$  et  $i_{sdc}(t)$  est nulle. Cela revient à dire que le courant désiré dans le neutre de la source est nul de par la formulation même des courants.

$$i_{nsd}(t) = i_{sda}(t) + i_{sdb}(t) + i_{sdc}(t) \quad (\text{III.47})$$

En remplaçant les courants de (III.45) et les tensions fondamentales de (III.18), le tout dans (III.47) on obtient :

$$i_{nsd}(t) = \frac{P_s}{V_{fa}(V_{fa}+V_{fb}+V_{fc})} \cdot v_{fa}(t) + \frac{P_s}{V_{fb}(V_{fa}+V_{fb}+V_{fc})} \cdot v_{fb}(t) + \frac{P_s}{V_{fc}(V_{fa}+V_{fb}+V_{fc})} \cdot v_{fc}(t)$$

$$i_{nsd}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_s}{(V_{fa}+V_{fb}+V_{fc})} \cdot [\sin(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)] \quad (\text{III.48})$$

Or la somme,  $\sin(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = 0$  par définition. Donc le courant dans le neutre est nul grâce à la formulation adoptée dans (III.45).

### III-4-4 Puissance dans la charge

Nous revenons aux calculs des puissances, dans la charge et le filtre, pour pouvoir déterminer la puissance qui va être fournie par la source et qui a fait la base de nos calculs d'avant.

On considère que la charge absorbe des courants déséquilibrés et pollués par les harmoniques exprimés dans (III.49).

$$\begin{cases} i_{La}(t) = \hat{I}_{fLa} \cdot \sin(\theta) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{I}_{hLa} \cdot \sin(h \cdot \theta + \beta_{ah}) \\ i_{Lb}(t) = \hat{I}_{fLb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{I}_{hLb} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \beta_{bh}\right) \\ i_{Lc}(t) = \hat{I}_{fLc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \hat{I}_{hLc} \cdot \sin\left(h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \beta_{ch}\right) \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Dans le calcul de la puissance dans la charge, nous ne considérons pas les composantes fondamentales des tensions. En fait, ce sont les tensions instantanées qui existent dans le circuit qui sont prises en compte. La puissance de la charge est :

$$p_{charge}(t) = v_a(t) \cdot i_{La}(t) + v_b(t) \cdot i_{Lb}(t) + v_c(t) \cdot i_{Lc}(t) \quad (\text{III.50})$$

Dans ces conditions de tensions et courants, la puissance active de la charge  $P_{charge}$  est considérée égale à la valeur moyenne de la puissance instantanée. Elle est liée à la contribution de tous les harmoniques de même ordre ( $h$ ) entre la tension polluée et le courant pollué.

$$P_{charge} = \sum_{h=1}^{\infty} P_h = \sum_{h=1}^{\infty} V_{hi} \cdot I_{hLi} \cdot \cos(\varphi_h) \quad (\text{III.51})$$

Avec,  $\cos(\varphi_h)$  le déphasage entre le courant harmonique d'ordre ( $h$ ) et la tension harmonique du même rang.

### III-4-5 Puissance dans le filtre actif

Le filtre actif ne doit pas véhiculer de puissance active hormis celle qui est nécessaire pour compenser les pertes dans celui-ci. L'existence des pertes dans le filtre actif se traduit par une décharge du condensateur C de l'onduleur qu'il faut compenser par un prélèvement de courants égaux équivalents ( $i_{pertes a,b,c}$ ) sur chaque phase du réseau. Les pertes dans le filtre sont plutôt actives, alors ces courants sinusoïdaux sont actifs à la fréquence du fondamental qui vont être prélevés à la source afin de compenser les pertes dans le filtre. Leurs amplitudes seront égales et notées  $\hat{I}_{pertes}$  qui sera issue de la régulation de la tension du bus DC. Les courants instantanés  $i_{pertes a,b,c}(t)$  doivent être phasés chacun avec la tension correspondante du secteur, alors, le système des courants s'écrit :

$$\begin{cases} i_{pertes a}(t) = \hat{I}_{pertes} \cdot \sin(\theta) = \sqrt{2} \cdot I_{pertes} \cdot \sin(\theta) \\ i_{pertes b}(t) = \hat{I}_{pertes} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} \cdot I_{pertes} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{pertes c}(t) = \hat{I}_{pertes} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2} \cdot I_{pertes} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

$I_{pertes}$  est la valeur efficace du courant  $i_{pertes}(t)$ .

La puissance absorbée est ainsi représentée par :

$$p_{filter}(t) = v_a(t) \cdot i_{apertes}(t) + v_b(t) \cdot i_{bpertes}(t) + v_c(t) \cdot i_{cpertes}(t) \quad (\text{III.53})$$

Or, nous avons démontré dans (III-4-1) que « lorsqu'un courant sinusoïdal est désiré dans la source, la puissance active n'est que la contribution basée sur les fréquences liées aux composantes fondamentales des tensions ». Cela nous permet d'écrire (la démonstration étant déjà faite dans III-4-1 ci-avant) que la puissance active  $P_{filter}$  transitant le filtre actif pour compenser les pertes est liée à la composante efficace/maximale du courant  $i_{pertes}(t)$  et à la valeur de la tension évoluant à la fréquence du fondamental. On obtient.

$$P_{filter} = \frac{\hat{V}_{fa} \cdot \hat{I}_{pertes}}{2} + \frac{\hat{V}_{fb} \cdot \hat{I}_{pertes}}{2} + \frac{\hat{V}_{fc} \cdot \hat{I}_{pertes}}{2} \quad (III.54)$$

Ou bien.

$$P_{filter} = V_{fa} \cdot I_{pertes} + V_{fb} \cdot I_{pertes} + V_{fc} \cdot I_{pertes} = I_{pertes}(V_{fa} + V_{fb} + V_{fc}) \quad (III.55)$$

Cela donne, et suivant la même méthodologie suivie, que le système des courants sinusoïdaux relatifs aux pertes dans le filtre s'écrit par (III.55.a)

$$\begin{cases} i_{pertea} = \frac{P_{filtre}}{V_{fa} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot v_{fa} \\ i_{perteb} = \frac{P_{filtre}}{V_{fb} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot v_{fb} \\ i_{pertec} = \frac{P_{filtre}}{V_{fc} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot v_{fc} \end{cases} \quad (III.55.a)$$

### III-4-6 Bilan de puissance à la source

Dans le système formé par la source, la charge et le filtre, le théorème de Boucherot nous permet d'écrire que la somme des puissances actives est nulle. Donc :

$$P_s = -(P_{charge} + P_{filter}) \quad (III.56)$$

Autrement dit, la puissance fournie par la source doit être absorbée, majoritairement, par la charge et accessoirement par le filtre actif pour compenser ses pertes.

En adoptant comme convention que la puissance fournie est positive (source) et celles absorbées sont négatives (charge et filtre) on aura :

$$P_s = P_{charge} + P_{filter} \quad (III.57)$$

### III-4-7 Détermination des courants de référence

Les courants de référence sont tout simplement déduits des courants de la charge et des courants dans (III.45) par :

$$i_{ri}(t) = i_{Li}(t) - i_{sdi}(t) \quad (III.58)$$

Avec  $i = a, b, c$  comme indice pour les phases du système.

### III-5 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR UN RESEAU TRIPHASE A 4 FILS.

Le schéma global de la partie puissance et de commande, avec les capteurs de mesure, du filtre raccordé sur un réseau 4-fils est en figure III.2.

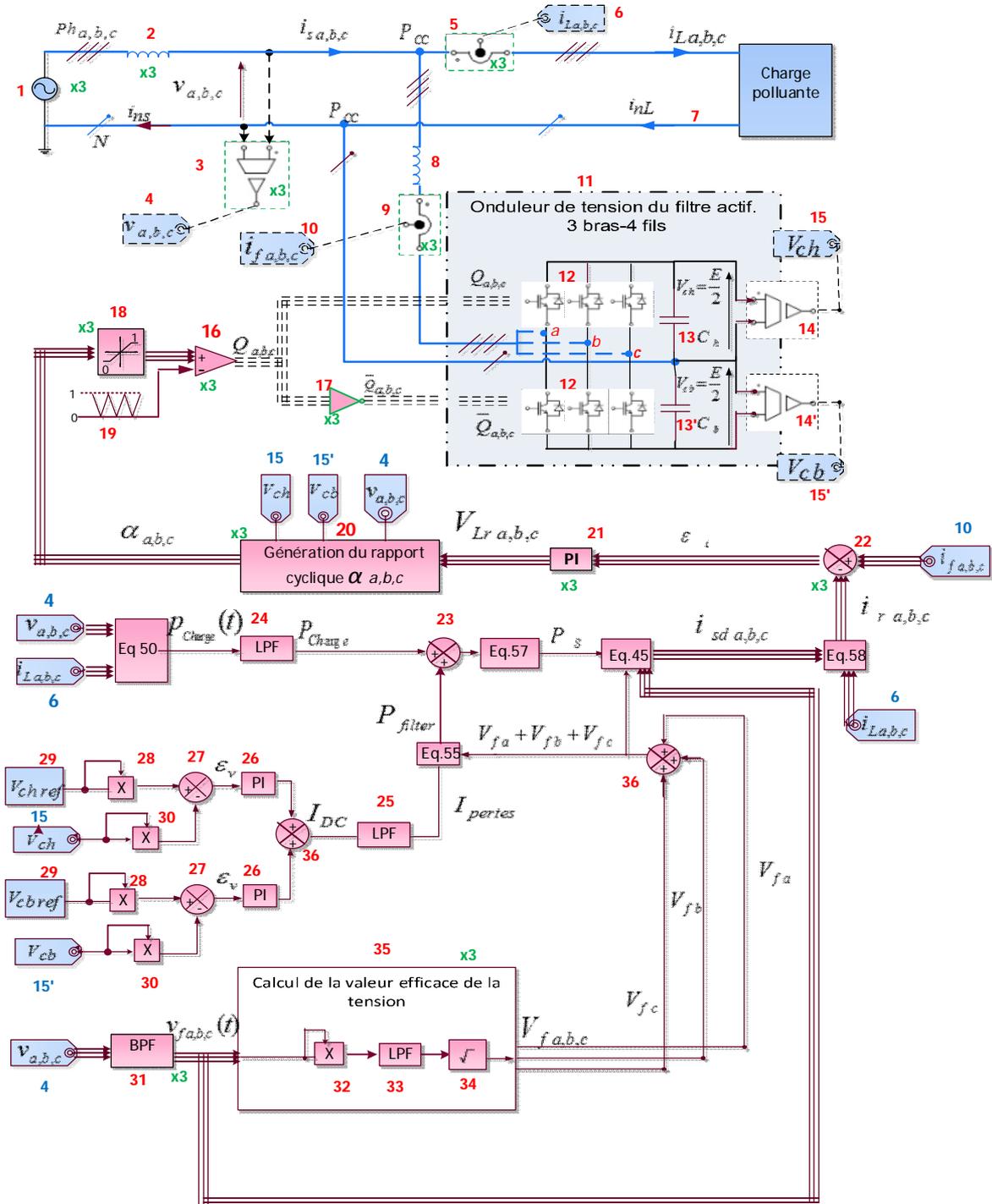


Figure III.2. Schéma descriptif de la commande du filtre actif en triphasé 4-fils.

Avec le développement précédent, nous avons montré la méthodologie du travail qui a abouti à la détermination des courants de références. Dans ce qui suit, nous montrons le moyen utilisé et les étapes pour l'extraction des courants de références. La description des régulateurs PI (Proportionnel et Intégral) pour la régulation des tensions du bus DC sera traitée dans le chapitre IV lors de la modélisation du convertisseur. Il en va de même pour les régulateurs des courants ainsi pour la détermination du rapport cyclique de commande et pour la modulation MLI.

### III-5-1 Description des blocs fonctionnels.

Nous décrivons seulement trois blocs piliers de la méthode pour l'extraction des courants de référence.

- a- Extractions des composantes fondamentales de tensions et leurs valeurs efficaces.
- b- Extraction de la puissance active de la charge
- c- Extraction de la puissance active du filtre

En effet, à partir de ces grandeurs l'algorithme pour la détermination des courants de référence en découle.

#### III-5-1.1 Bloc d'extraction des grandeurs fondamentales des tensions.

L'extraction du fondamental de la tension est primordiale pour la méthode en question. Trois filtres Passe Bande (BPF pour Band-Pass Filter en bloc 31) sont utilisés, chacun pour une phase, et sont réglés à la fréquence du réseau ce qui permet la suppression de toutes les composantes différentes du fondamental donnant ainsi la grandeur instantanée  $v_{fi}$  avec  $i = a, b, c$ . Ensuite, les valeurs efficaces issues de la définition (III.59) sont traitées dans le bloc 35.

$$V_{fi} = \frac{1}{T} \cdot \sqrt{\int_0^T v_{fi}^2 \cdot d\theta} \quad (III.59)$$

Le carré de la valeur efficace est une valeur moyenne, donc, elle sera obtenue à la sortie d'un filtre Passe Bas (LPF pour Low Pass-Filter). La figure 3 montre le schéma opérationnel pour extraire le fondamental et sa valeur efficace.

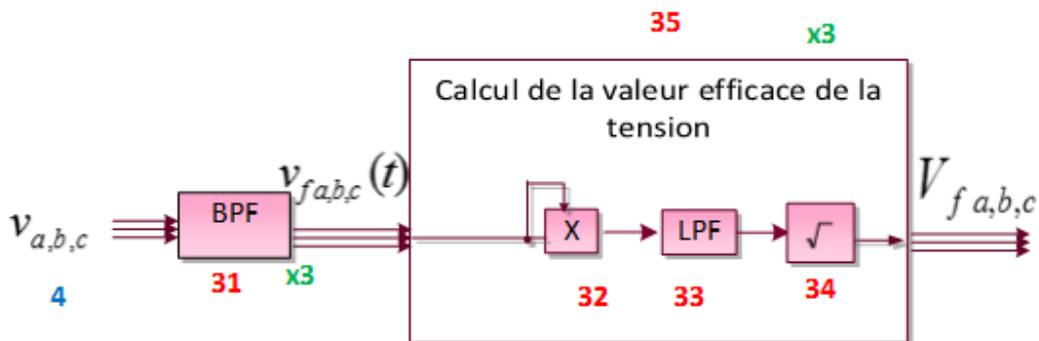


Figure III.3. Blocs pour extraction des grandeurs fondamentales des tensions et leurs valeurs efficaces

La performance apportée par ce module influence les performances sur les formes des courants de lignes. Si la composante fondamentale de la tension, extraite par le bloc 31, n'est pas purement sinusoïdale en présence d'un réseau fortement perturbé, les courants désirés dans la source ne seront plus sinusoïdaux. En outre, l'extraction des grandeurs fondamentales et le calcul des valeurs efficaces affectent aussi les courants à absorber par le filtre actif pour compenser ses pertes, car les courants  $I_{pertes}$  sont calculés de la

même manière que les courants désirés  $I_{sd\ a,b,c}$  (formulations similaires). Le courant dans la source possède deux composantes actives sinusoïdales, une qui sera absorbée par la charge et une autre par le filtre. Ces deux composantes seront, en conséquence, automatiquement synchronisées sur le réseau sans autre action nécessaire. D'où l'importance de ce module dans le processus de commande.

### III-5-1.1.a. Description et paramètres des blocs BPF (2<sup>ème</sup> ordre)

La fonction de transfert du filtre du bloc 31 est :

$$\frac{B.p}{p^2+B.p+\omega_0^2} \quad (III.60)$$

$\omega_0 = 2.\pi.f_0$ , avec  $f_0$  la fréquence du centre de la bande et  $B = 2.\pi.f_b$ ,  $f_b$  étant la largeur de la bande en Hz. Pour un réseau de  $f = 50\text{Hz}$  et  $\omega$  comme pulsation, on obtient :

$$\begin{cases} \omega_0 = \omega = 2.\pi.f = 2.\pi.50 = 314 \text{ rd/s} \\ B = 2.\pi.f_b = 2.\pi.5 = 31.4 \text{ rd/s} \end{cases} \quad (III.61)$$

### III-5-1.1.b. Description et paramètres du bloc LPF (2<sup>ème</sup> ordre)

La fonction de transfert du filtre du bloc 33 est :

$$\frac{\omega_0^2}{p^2+2.\zeta.\omega_0.p+\omega_0^2} \quad (III.62)$$

Avec comme pulsation de coupure  $\omega_0$  et facteur d'amortissement  $\zeta$ .

$$\begin{cases} \omega_0 = \omega/10 \\ \zeta = \sqrt{2}/2 \end{cases} \quad (III.63)$$

$\omega = 2.\pi.f$ , étant la pulsation du réseau électrique. Par exemple  $f = 50\text{Hz}$ .

### III-5-1.2 Bloc d'extraction de la puissance moyenne de la charge

La puissance active absorbée par la charge est la valeur moyenne (III.60) de la puissance instantanée dans (III.50). Elle est alors obtenue à la sortie du filtre passe bas (LPF) du bloc 24 comme montré sur le schéma descriptif de la figure III.4.

$$P_{charge} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p_{charge}(t) \cdot dt \quad (III.64)$$

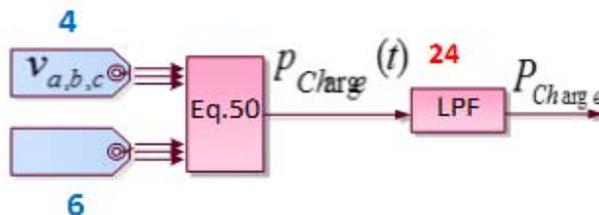


Figure III.4. Extraction de la puissance active de la charge par un LPF

Les paramètres du filtre du bloc 24 sont les mêmes que ceux du bloc 33 d'avant.

### III-5-1.3 Bloc d'extraction de la puissance moyenne du filtre

Le courant  $I_{DC}$  issu de la régulation des tensions  $V_{ch}$  et  $V_{cb}$  du bus DC contient des légères variations liées aux ondulations des tensions  $V_{ch}$  et  $V_{cb}$ . Alors, ce courant est lissé par un filtre passe bas du bloc 25 afin d'atténuer ces ondulations et obtenir le courant  $I_{pertes}$  égal à la valeur efficace du courant sinusoïdal à absorber de la source pour compenser les pertes dans le filtre actif. La puissance moyenne dans le filtre est obtenue à partir du courant  $I_{pertes}$ . Quand ce courant est parfaitement lissé, les courants  $i_{pertes}(t)$  dans (III.52 ou III.55.a) sont parfaitement sinusoïdaux. La figure III.5 montre le schéma opérationnel pour cette action.

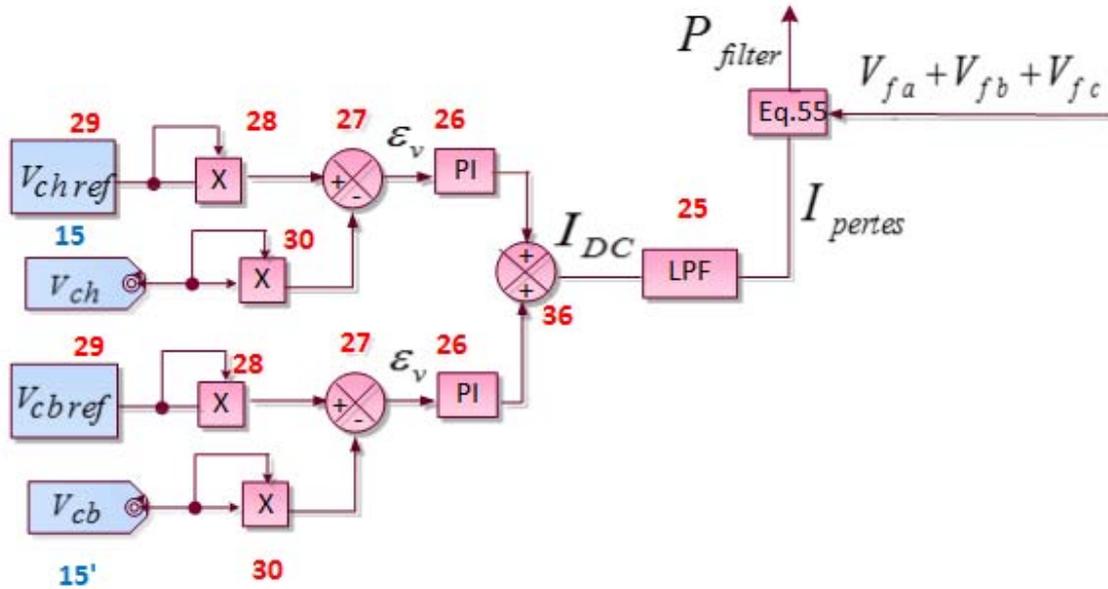


Figure III.5. Extraction de la puissance dans le filtre image des pertes.

#### III-5-1.3.a. Description et paramètres du bloc LPF (2<sup>ème</sup> ordre)

Ce filtre (bloc 25) est réglé à une fréquence de coupure supérieure à celle de la bande passante du régulateur PI des tensions du bus DC.

La fonction de transfert du filtre LPF du bloc 25 est :

$$\frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (\text{III.65})$$

Avec comme pulsation de coupure  $\omega_0$  et de facteur d'amortissement  $\zeta$ .

$$\begin{cases} \omega_0 \geq 3 \cdot \omega_{bp} \\ \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \end{cases} \quad (\text{III.66})$$

$\omega_{bp} = 2 \cdot \pi \cdot f_{bp}$  ;  $f_{bp}$  étant la fréquence de la bande passante du régulateur PI de tensions (bloc 26).

$f_{bp} = 5 \text{ Hz}$  pour un réseau 50 Hz.

### III-5-2 Extraction des courants de référence

L'extraction des courants de référence est alors issue à partir des blocs fonctionnels déjà décrits et du modèle mathématique résultant de la méthode DCAP. La figure III.6 résume le modèle de l'algorithme utilisé indépendamment de la modélisation du convertisseur.

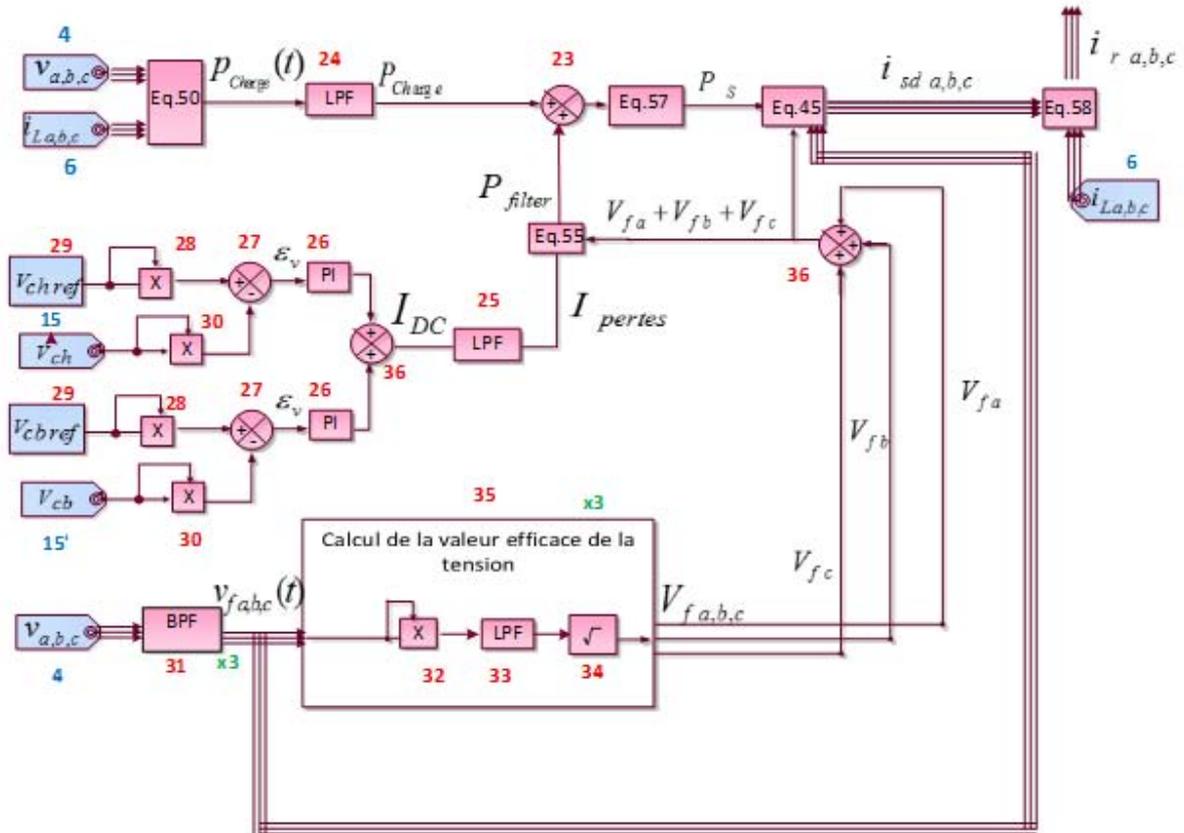


Figure III.6. Schéma descriptif pour l'extraction des courants de référence.

### III-5-3 Validation par simulation

Dans cette partie, nous allons valider les principales étapes que nous avons vues pour l'extraction des courants de référence. Nous allons appliquer exactement le schéma de puissance et de commande de la figure III.2 (ou figure III.6 pour le schéma d'extraction des courants de référence). La charge harmonique et déséquilibrée (montage déjà étudié en Ch. II) est constituée de 3 ponts monophasés à thyristors. Le réseau perturbé et déséquilibré correspond au cas-4 (déjà décrit en Ch. II). Nous rappelons la forme de la tension pour le cas-4 du réseau dans la figure III.7.a et nous présentons le courant de la charge en figure III.7.b.

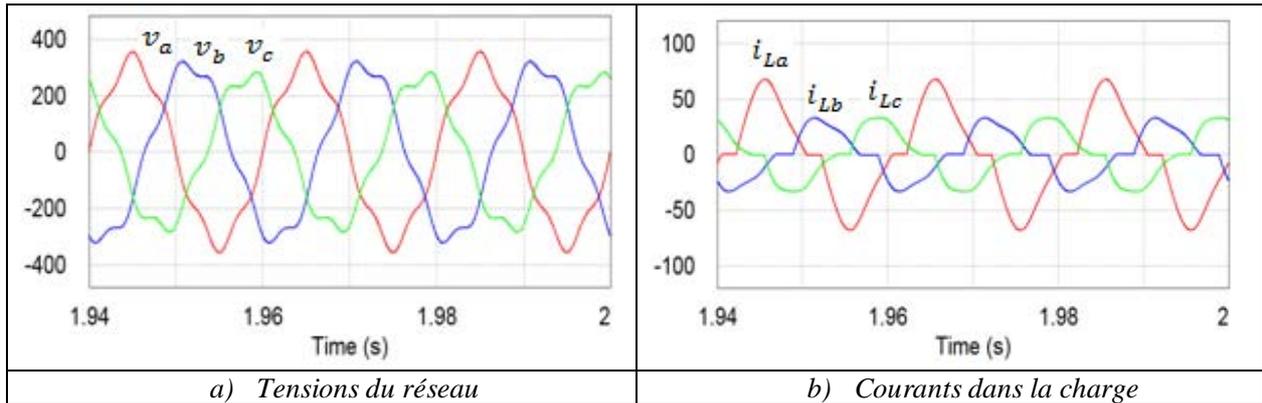


Figure III.7. Tensions déséquilibrées et perturbées  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  (cas-4) et courants dans la charge

#### III-5-3.1 Validation de l'extraction des grandeurs fondamentales

Les filtres BPF des blocs 31 donnent, en figure III.8, les grandeurs fondamentales des tensions qui restent déséquilibrées (comme prévu) mais sinusoïdales.

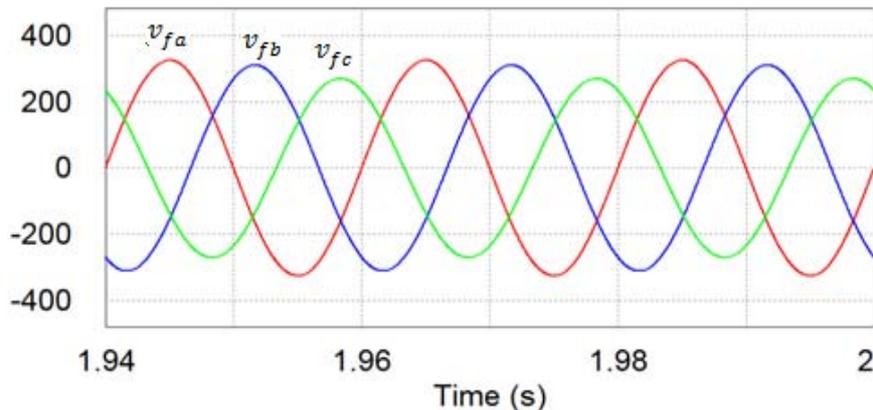


Figure III.8. Grandeurs fondamentales  $v_{fa}$ ,  $v_{fb}$ ,  $v_{fc}$  des tensions perturbées

#### III-5-3.2 Validation de l'extraction des courants des pertes dans le filtre

Les pertes dans le filtre sont déterminées par (III.55) ce qui nécessite la connaissance du courant  $I_{pertes}$  à la sortie du LPF du bloc 25, qui à son tour est le résultat du lissage du courant  $I_{DC}$  nécessaire à la régulation des tensions du bus DC. Nous présentons à la figure III.9 ces deux courants.

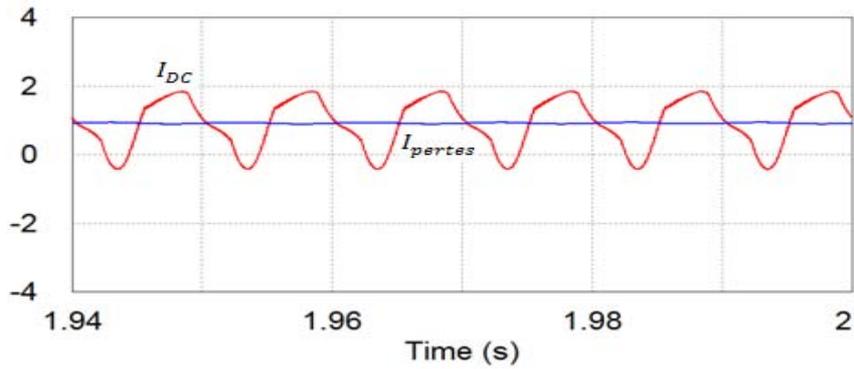


Figure III.9. Courants  $I_{DC}$  et courant  $I_{pertes}$  après lissage par LPF bloc 24

Les courants  $i_{perte a,b,c}(t)$  qui vont être absorbés par la source pour compenser les pertes devraient constituer un système triphasé équilibré et sinusoïdal. Mais ces courants ne sont pas directement mesurables sur le modèle de l'algorithme, ils ont été reconstitués d'après (III.55 et III.55.a). La figure III.10 montre le système de ces courants sinusoïdaux et pratiquement équilibrés.

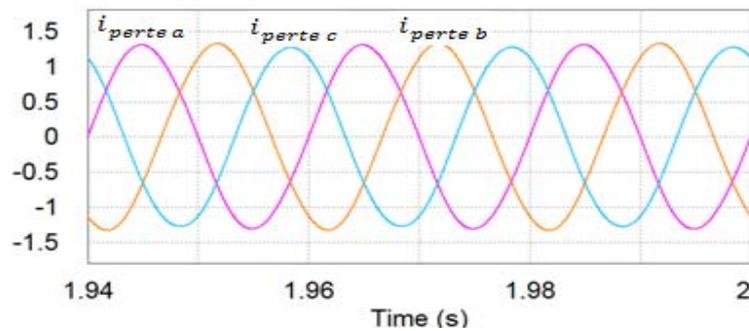


Figure III.10. Système des courants  $i_{perte a}$ ,  $i_{perte b}$ ,  $i_{perte c}$

### III-5-3.3 Validation du système sinusoïdal des courants désirés dans la source

Les courants  $i_{sd a,b,c}(t)$  désirés dans la source sont le résultat du système des équations dans (III.45), formulés à partir de la puissance totale à fournir par la source pour alimenter la charge et le filtre.

La figure III.11 montre le système sinusoïdal et équilibré des courants  $i_{sd a,b,c}(t)$ .

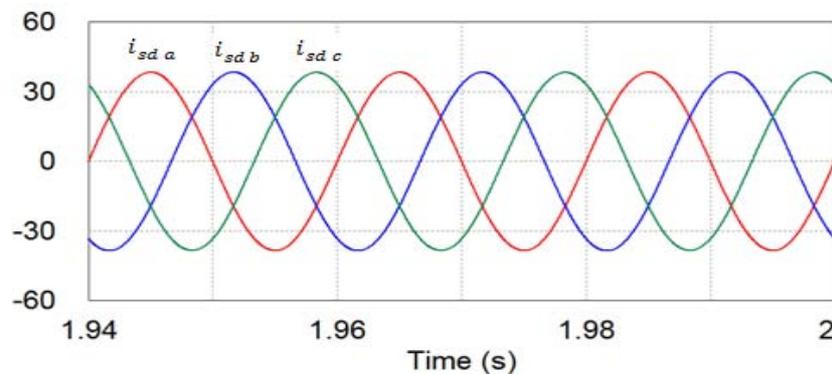


Figure III.11. Courants  $i_{sd a}$ ,  $i_{sd b}$ ,  $i_{sd c}$  issus de (III.45)

Les courants dans la source  $i_{s a,b,c}(t)$  après la compensation doivent suivre les courants actifs désirés dans la source  $i_{sd a,b,c}(t)$ . La figure III.12 montre les courants  $i_{s a,b,c}(t)$  qui suivent parfaitement leurs « références »  $i_{sd a,b,c}(t)$ .

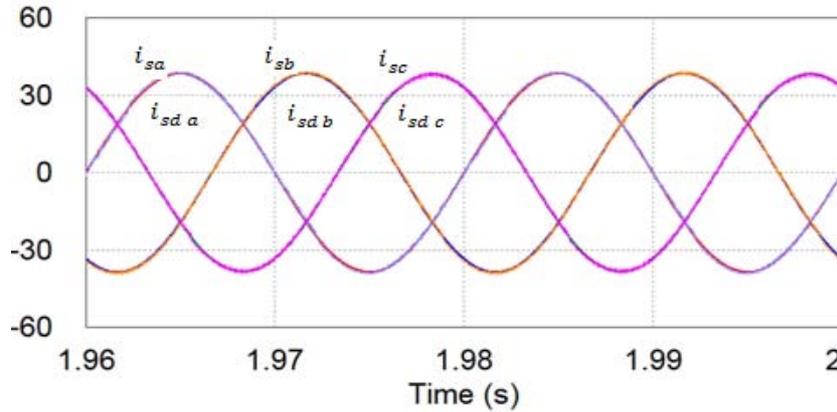


Figure III.12. Courants dans la source après filtrage  $i_{s a}, i_{s b}, i_{s c}$  et courants désirés  $i_{sd a}, i_{sd b}, i_{sd c}$

A noter que les courants  $i_{s a,b,c}(t)$  contiennent les composantes actives des courants absorbés par la charge et par le filtre. Afin de mettre en évidence ceci, nous allons séparer ces composantes. Or, l'équation (III.45) donne :

$$i_{sdi}(t) = \frac{P_{charge}}{V_{fi} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot v_{fi}(t) + \frac{P_{filtre}}{V_{fi} \cdot (V_{fa} + V_{fb} + V_{fc})} \cdot v_{fi}(t) \quad (III.67)$$

Nous pouvons alors écrire avec  $i = a, b, c$ , que.

$$i_{sdi}(t) = i_{sdLi}(t) + i_{perte i}(t) \quad (III.68)$$

Avec  $i_{sdLi}(t)$  est la composante active du courant absorbé par la charge.

La figure III.13 montre, pour la phase  $a$ , le courant actif désiré dans la source  $i_{sd a}(t)$  et le courant actif absorbé par la charge  $i_{sdLa}(t)$  ainsi que le courant  $i_{perte a}(t)$  lié aux pertes dans le filtre. Les pertes sont très petites par rapport à la puissance dans la source.

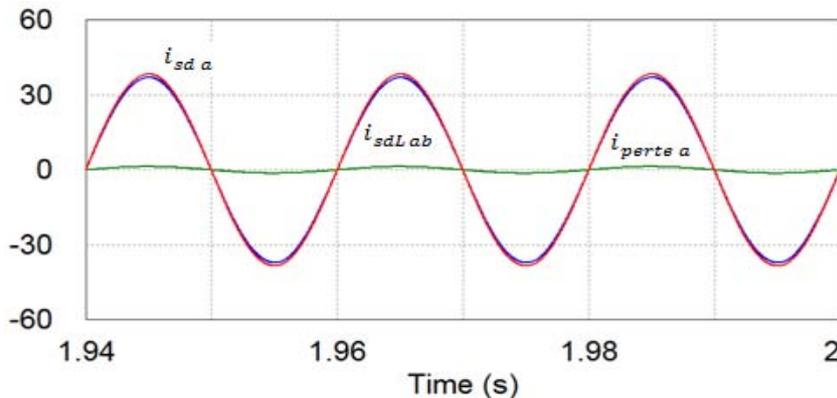


Figure III.13. Courants  $i_{sd a}, i_{sdLa}, i_{perte a}$

### III-5-3.4 Validation pour l'extraction des courants de référence.

Après l'extraction des courants désirés dans la source, les courants de référence pour la compensation se déduisent comme dans (III.58). Il est bon de signaler que les courants de référence varient trop selon les conditions de déséquilibre de la charge et du réseau. Comme exemple, la figure III.14.a montre les courants de référence lorsque la charge est équilibrée et le réseau aussi. La figure III.14.b représente les courants de référence lorsque la charge est équilibrée et le réseau déséquilibré. Tandis qu'en figure III.14.c, ce sont les courants de référence relatifs à notre étude, dans le cas de déséquilibre de la charge et du réseau.

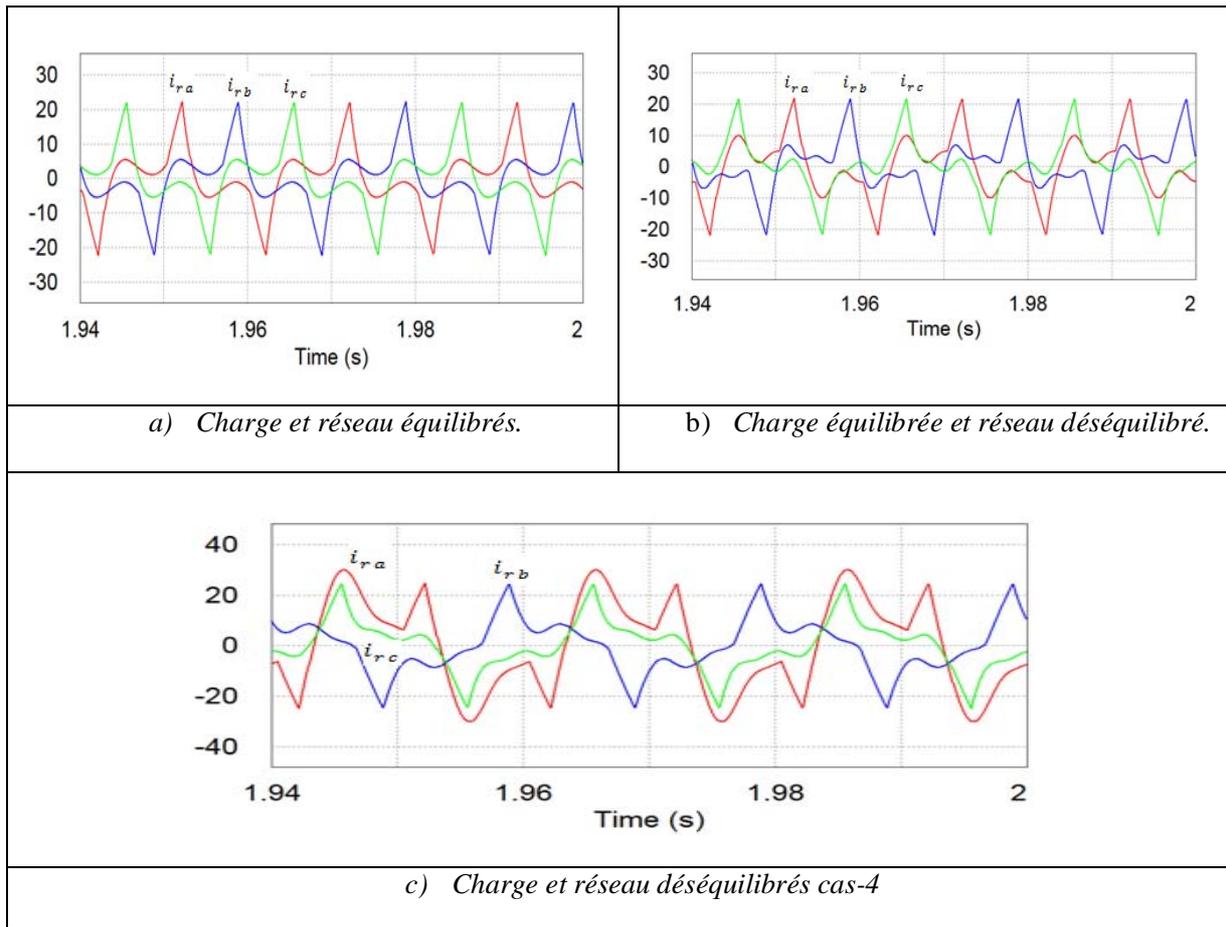


Figure III.14 courants de référence dans différents cas pour la charge et réseau

A la fin de cette validation sur les modules nécessaires à l'extraction des courants de références, nous montrerons en plus la dynamique des courants dans la source (figure III.15.a) et du courant du neutre du côté de la source (figure III.15.b). L'évolution des tensions du bus DC est aussi montrée en figure III.15.c.

A l'instant ( $t=0.2s$ ), le filtre est connecté, les courants prennent instantanément les formes sinusoïdales induisant immédiatement un courant presque nul dans le neutre du côté de la source. Les courants à la source se stabilisent après deux périodes environs. Les tensions du bus DC sont régulées autour de leurs valeurs de référence de 600V.

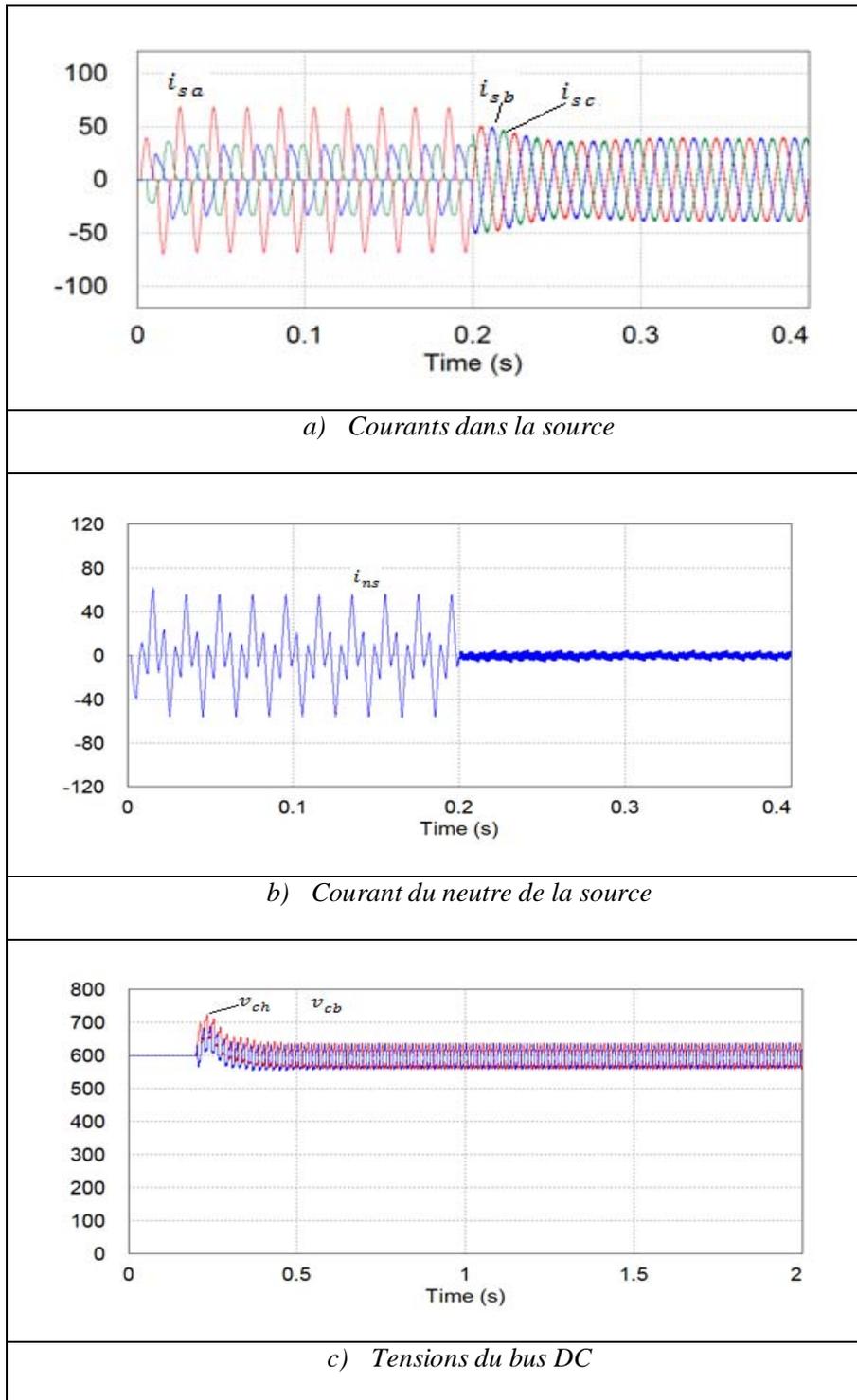


Figure III.15 Evolutions des courants de phase et du neutre, et tension du bus DC

En conclusion, la méthode DCAP, en application sur un réseau à 4-fils, assure l'équilibre des courants à la source et l'annulation du courant du neutre malgré les perturbations et le déséquilibre des tensions du réseau.

### III-5-4 Résultats de simulations pour la méthode DCAP pour les 4-cas de tensions réseaux

Pour pouvoir comparer la méthode DCAP avec les 5 méthodes déjà étudiées en Ch. II, nous allons voir ses réponses pour les 4 cas de déséquilibres du réseau comme déjà vu. En figure III.16, les courants de la source et du neutre de la source sont présentés pour la nouvelle méthode DCAP pour les 4 cas de perturbations de tension.

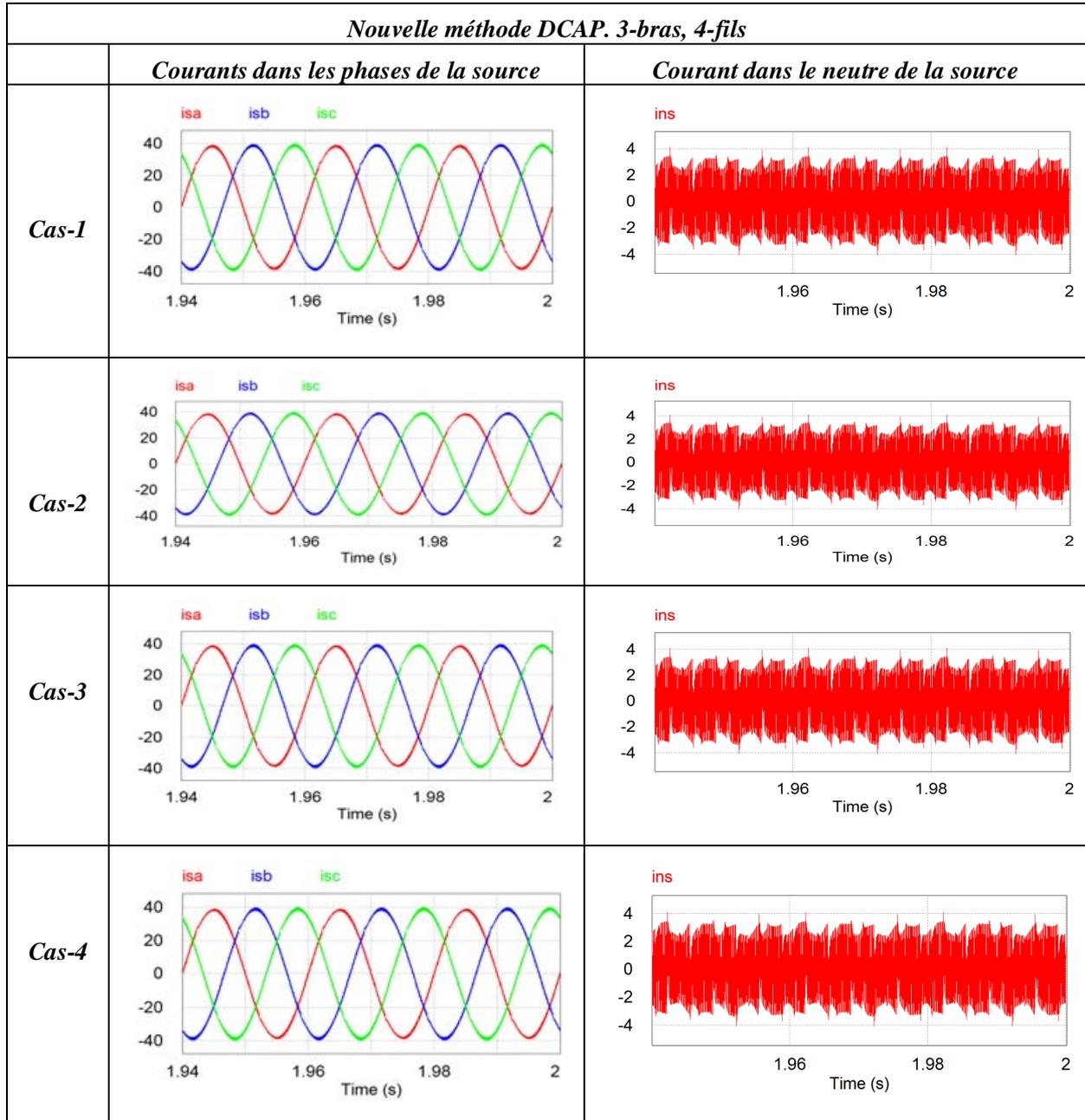


Figure III.16: courants dans la source et courant dans le neutre de la source pour la nouvelle méthode DCAP.

Dans cette méthode, les courants sont sinusoïdaux et équilibrés pour les 4 cas de tensions du réseau. En plus, le courant du neutre de la charge est bien compensé dans tous les cas aussi.

### III-5-5 Comparaison des performances

Dans ce qui suit, nous allons comparer les performances des 6 méthodes étudiées (5 en Ch. II et une dans ce chapitre) pour les conditions de fonctionnement (même charges et mêmes conditions du réseau). La comparaison porte sur :

- Le facteur de déséquilibre
- Le  $THD$  du courant  $i_{sa}(t)$
- Le rapport de compensation du courant dans le neutre

Dans le tableau III.3, un peu plus loin, nous présentons les valeurs numériques des valeurs maximales des courants pour chaque cas de fonctionnement ensuite les valeurs calculées pour le facteur de déséquilibre  $UF_i$  d'après (II.80) ainsi que le  $THD_{isa}$  mesuré du courant  $i_{sa}(t)$  pour la ligne (a).

#### III-5-5.1 Comparaison sur le facteur de déséquilibre en courant

Sur la figure III.17, nous présentons les résultats de comparaison des performances des méthodes en termes d'équilibrage des courants de la source. Le facteur de déséquilibre  $UF_i$  des courants est calculé pour toutes les méthodes dans les 4 cas de fonctionnement.

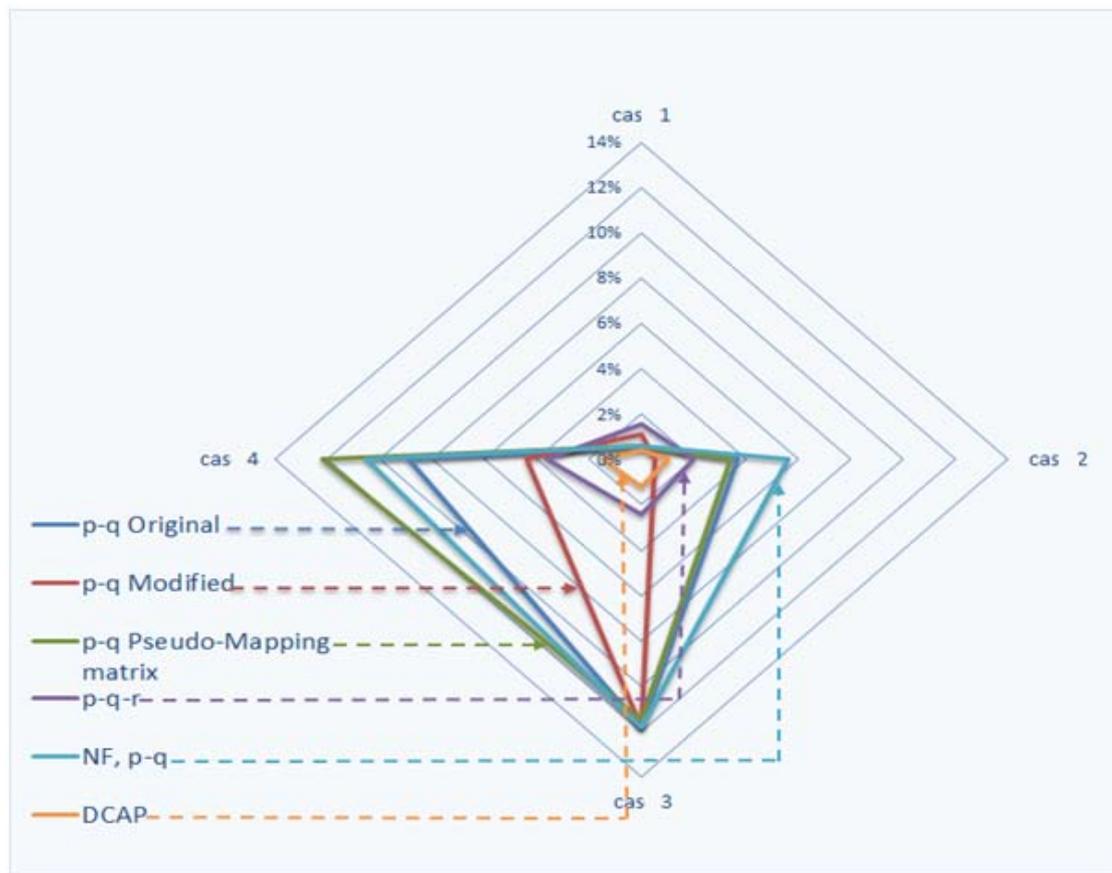


Figure III.17. Comparaison du facteur de déséquilibre pour les 6 méthodes dans les 4 cas de perturbations du réseau.

Notre méthode proposée, la DCAP, affiche le plus bas facteur de déséquilibre dans tous les cas de fonctionnement. Il est égal, pour sa valeur maximale, du cas-4, à  $1,5\% < 2\%$  qui est la valeur normalisée

pour la EN50160 et IEEE 519-1996. Toutes les autres méthodes dépassent cette valeur en cas du réseau perturbé et/ou déséquilibré. La  $p-q-r$  affiche 3.6 % pour le cas-4 et les autres avoisinent 10%. Mais dans le cas-1 où les tensions sont sinusoïdales et équilibrées toutes les méthodes ont presque les mêmes performances avec  $UF_i \leq 2\%$ .

### III-5-5.2 Comparaison sur la distorsion harmonique global-THD

La figure III.18 montre la comparaison pour les THD mesuré du courant  $i_{sa}(t)$  après le filtrage pour les 4 cas de figure.

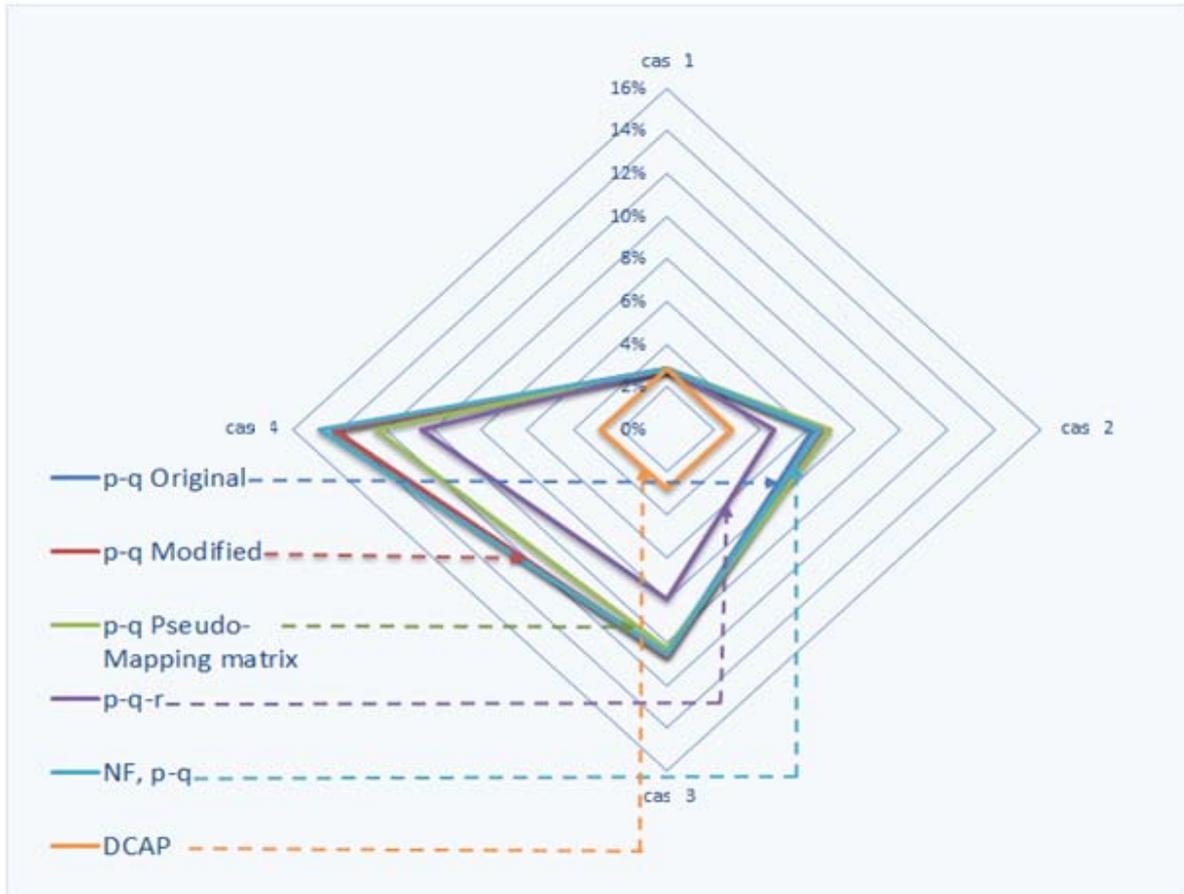


Figure III.18. Comparaison des THD des courants pour les 6 méthodes dans les 4 cas de perturbations réseau.

Pour la méthode DCAP, le  $THD=2,8\%$  est le même pour les 4 cas du réseau et toutes les méthodes ont le même contenu harmonique pour le cas-1 de fonctionnement. Par contre, dès que les tensions deviennent perturbées et/ou déséquilibrées les performances se détériorent pour les autres méthodes. On atteint pour le cas-4 des THD d'environ 10% pour la  $p-q-r$  et d'environ 14% pour les autres.

### III-5-5.3 Comparaison sur le rapport de compensation $RC_n$ du courant du neutre.

Afin d'évaluer la compensation de la composante homopolaire, nous avons mesuré les valeurs efficaces des courants dans le neutre du côté de la charge  $i_{nL}(t)$  et dans le neutre du côté de la source  $i_{nS}(t)$  après filtrage. Ensuite nous avons établi le rapport de compensation  $RC_n$  comme dans (III.69) qui mesure et quantifie globalement la compensation.

$$RC_n = \frac{I_{rms,neutre charge} - I_{rms,neutre source}}{I_{rms,neutre charge}} \times 100 \quad (III.69)$$

Dans le tableau III.4, ci-après, nous présentons les valeurs numériques jusqu'à l'harmonique de rang 9 avant et après le filtrage qui nous permet de voir l'atténuation individuelle des harmoniques. Il est judicieux à signaler que la composante 10kHz a une valeur efficace de 2.7A à elle seule et qu'elle a été calculée en valeur RMS du courant. La figure III.19 montre la comparaison entre le  $RC_n$  dans les 4 cas de fonctionnement.

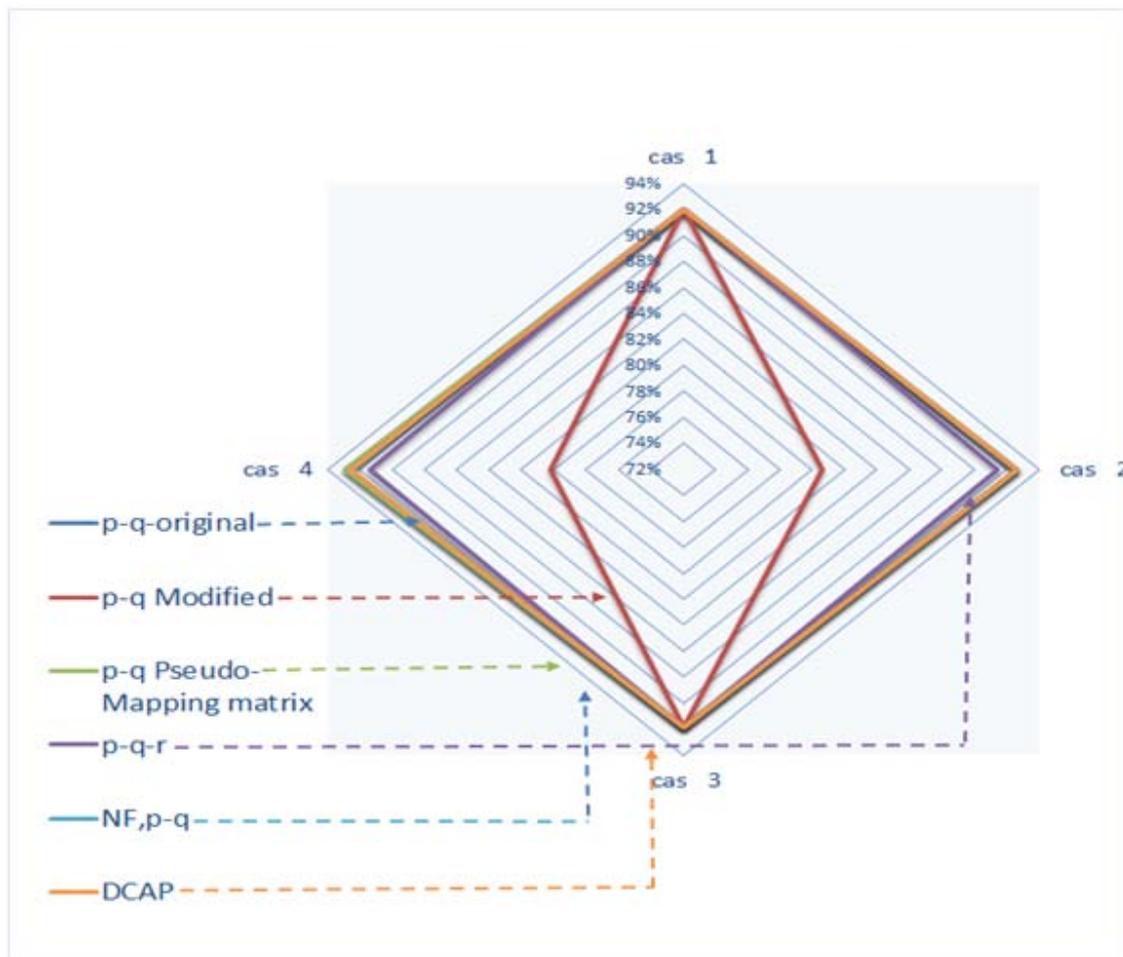


Figure III.19. Comparaison des  $RC_n$  des courants de neutres pour es 6 méthodes dans les 4 cas de perturbations réseau.

Sur cette figure il y a uniquement deux différences. La première concernant la  $p-q$  modifiée qui ne permet pas de compenser le courant du neutre quand les tensions sont déséquilibrées (cas-2 et 4), ensuite, la deuxième concernant la  $p-q-r$  qui ne compense pas de la même façon que les autres quand les tensions sont perturbées. Pour les autres méthodes la compensation est similaire.

Tableau III.3 : Mesures sur les courants de ligne: Grandeurs maximales des courants et  $THD_{isa}$ .

Calcul de  $UF_i$ ,

	Cas 1	Cas 2	Cas 3	Cas 4
	$\hat{i}_{sa,b,c}$ (A)	$\hat{i}_{sa,b,c}$ (A)	$\hat{i}_{sa,b,c}$ (A)	$\hat{i}_{sa,b,c}$ (A)
<b>p-q original</b>	$\hat{i}_{sa}=39.2$ $\hat{i}_{sb}=39.5$ $\hat{i}_{sc}=39.7$	$\hat{i}_{sa}=39.4$ $\hat{i}_{sb}=39.1$ $\hat{i}_{sc}=41.5$	$\hat{i}_{sa}=35.6$ $\hat{i}_{sb}=42.9$ $\hat{i}_{sc}=42.6$	$\hat{i}_{sa}=37.1$ $\hat{i}_{sb}=40.6$ $\hat{i}_{sc}=44.5$
<b><math>UF_i</math></b>	<b>0.59%</b>	<b>3.7%</b>	<b>11.8%</b>	<b>8.9%</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b>2.8 %</b>	<b>6.19%</b>	<b>10.59%</b>	<b>14.3%</b>
<b>p-q modifiée</b>	$\hat{i}_{sa}=38.9$ $\hat{i}_{sb}=39.5$ $\hat{i}_{sc}=39.7$	$\hat{i}_{sa}=40.1$ $\hat{i}_{sb}=39.9$ $\hat{i}_{sc}=40.3$	$\hat{i}_{sa}=35.6$ $\hat{i}_{sb}=42.9$ $\hat{i}_{sc}=42.6$	$\hat{i}_{sa}=38.9$ $\hat{i}_{sb}=41$ $\hat{i}_{sc}=42.3$
<b><math>UF_i</math></b>	<b>1.1%</b>	<b>0.49%</b>	<b>11.8%</b>	<b>4.4%</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b>2.8%</b>	<b>6.6%</b>	<b>10.59%</b>	<b>14.3%</b>
<b>p-q pseudo</b>	$\hat{i}_{sa}=39.2$ $\hat{i}_{sb}=39.5$ $\hat{i}_{sc}=39.7$	$\hat{i}_{sa}=37$ $\hat{i}_{sb}=39.6$ $\hat{i}_{sc}=42.9$	$\hat{i}_{sa}=35.7$ $\hat{i}_{sb}=42.8$ $\hat{i}_{sc}=42.6$	$\hat{i}_{sa}=35.7$ $\hat{i}_{sb}=41.3$ $\hat{i}_{sc}=45.1$
<b><math>UF_i</math></b>	<b>0.59%</b>	<b>3.4%</b>	<b>11.5%</b>	<b>12.2%</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b>2.8%</b>	<b>7%</b>	<b>10.3%</b>	<b>12.56%</b>
<b>p-q-r</b>	$\hat{i}_{sa}=38.8$ $\hat{i}_{sb}=39.8$ $\hat{i}_{sc}=39.8$	$\hat{i}_{sa}=38.3$ $\hat{i}_{sb}=39.8$ $\hat{i}_{sc}=40.2$	$\hat{i}_{sa}=38.4$ $\hat{i}_{sb}=39.9$ $\hat{i}_{sc}=39.8$	$\hat{i}_{sa}=37.9$ $\hat{i}_{sb}=39.8$ $\hat{i}_{sc}=40.3$
<b><math>UF_i</math></b>	<b>1.6%</b>	<b>2 %</b>	<b>2.4 %</b>	<b>3.6%</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b>2.8%</b>	<b>4.6%</b>	<b>8%</b>	<b>10.5%</b>
<b>NF p-q</b>	$\hat{i}_{sa}=39.2$ $\hat{i}_{sb}=39.5$ $\hat{i}_{sc}=39.7$	$\hat{i}_{sa}=38.2$ $\hat{i}_{sb}=39.4$ $\hat{i}_{sc}=42.2$	$\hat{i}_{sa}=35.6$ $\hat{i}_{sb}=42.9$ $\hat{i}_{sc}=42.6$	$\hat{i}_{sa}=36.4$ $\hat{i}_{sb}=40.9$ $\hat{i}_{sc}=44.8$
<b><math>UF_i</math></b>	<b>0.59%</b>	<b>5.6%</b>	<b>11.8%</b>	<b>10.5%</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b>2.8%</b>	<b>6.5%</b>	<b>10.5%</b>	<b>14.9%</b>
<b>DCAP</b>	$\hat{i}_{sa}=39.1$ $\hat{i}_{sb}=39.4$ $\hat{i}_{sc}=39.6$	$\hat{i}_{sa}=39.1$ $\hat{i}_{sb}=39.4$ $\hat{i}_{sc}=39.8$	$\hat{i}_{sa}=39$ $\hat{i}_{sb}=39.7$ $\hat{i}_{sc}=39.6$	$\hat{i}_{sa}=39$ $\hat{i}_{sb}=39.7$ $\hat{i}_{sc}=39.6$
<b><math>UF_i</math></b>	<b>0.42%</b>	<b>1 %</b>	<b>1.2 %</b>	<b>1.5%</b>
<b><math>THD_{isa}</math></b>	<b>2.8%</b>	<b>2.8%</b>	<b>2.77%</b>	<b>2.8%</b>

Tableau III.4 : Mesures sur les courants de ligne : Grandeurs maximales et  $THD_{isa}$ . Calcul de  $UF_i$

		Cas 1		Cas 2		Cas 3		Cas 4	
NEUTRE	Hq Hz	$i_{nL}$	$i_{ns}$	$i_{nL}$	$i_{ns}$	$i_{nL}$	$i_{ns}$	$i_{nL}$	$i_{ns}$
<b>p-q originale</b>	50	22.4	0	26.9	0	21.8	0	26.5	0
	150	25.3	0.1	24.9	0.1	25.3	0.1	24.9	0.1
	250	1.39	0	1.53	0	1.43	0	1.24	0
	350	0.44	0	0.66	0	1.24	0	1.33	0
	450	2.14	0.1	2.09	0.1	2.23	0.1	2.17	0.1
	10000	0	2.7	0	2.7	0	2.7	0	2.7
<b>RMS (A)</b>		33.8	2.703	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703
<b>p-q modifiée</b>	50	22.4	0	26.9	6.55	21.8	0	26.5	6.6
	150	25.3	0.1	24.9	0.77	25.3	0.1	24.9	0.96
	250	1.39	0	1.53	0.22	1.43	0	1.24	0.39
	350	0.44	0	0.66	0.24	1.24	0	1.33	0.32
	450	2.14	0.1	2.09	0.13	2.23	0.1	2.17	0.15
	10000	0	2.7	0	2.7	0	2.7	0	2.7
<b>RMS (A)</b>		33.8	2.703	36.7	7.1	33.5	2.703	36.4	7.2
<b>p-q pseudo mapping-matrix</b>	50	22.4	0	26.9	0	21.8	0	26.5	0
	150	25.3	0.1	24.9	0.1	25.3	0.1	24.9	0.1
	250	1.39	0	1.53	0	1.43	0	1.24	0
	350	0.44	0	0.66	0	1.24	0	1.33	0
	450	2.14	0.1	2.09	0.1	2.23	0.1	2.17	0.1
	10000	0	2.7	0	2.7	0	2.7	0	2.7
<b>RMS (A)</b>		33.8	2.703	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703
<b>p-q-r</b>	50	22.4	0	26.9	0.93	21.8	0	26.5	0.84
	150	25.3	0.1	24.9	1.27	25.3	0.1	24.9	1.23
	250	1.39	0	1.53	0.15	1.43	0	1.24	0.26
	350	0.44	0	0.66	0.26	1.24	0	1.33	0.23
	450	2.14	0.1	2.09	0.15	2.23	0.1	2.17	0.11
	10000	0	2.7	0	2.7	0	2.7	0	2.69
<b>RMS (A)</b>		33.8	2.703	36.7	3.14	33.5	2.703	36.4	3.1
<b>NF p-q</b>	50	22.4	0	26.9	0	21.8	0	26.5	0
	150	25.3	0.1	24.9	0.1	25.3	0.1	24.9	0.1
	250	1.39	0	1.53	0	1.43	0	1.24	0
	350	0.44	0	0.66	0	1.24	0	1.33	0
	450	2.1	0.1	2.09	0.1	2.23	0.1	2.17	0.1
	10000	0	2.7	0	2.7	0	2.7	0	2.7
<b>RMS (A)</b>		33.8	2.703	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703
<b>DCAP</b>	50	22.4	0	26.9	0	21.8	0	26.5	0
	150	25.3	0.1	24.9	0.1	25.3	0.1	24.9	0.1
	250	1.39	0	1.44	0	1.43	0	1.24	0
	350	0.44	0	0.68	0	1.24	0	1.33	0
	450	2.1	0.1	2.09	0.1	2.23	0.1	2.17	0.1
	10000	0	2.7	0	2.7	0	2.7	0	2.7
<b>RMS (A)</b>		33.8	2.703	36.7	2.703	33.5	2.703	36.4	2.703

### III-5-5.4 Récapitulatif sur les méthodes.

A la fin de cette comparaison nous dressons un tableau récapitulatif sur les capacités des méthodes à avoir un système équilibré en courant et à compenser la composante homopolaire. Nous nous basons sur les résultats de simulations fournis, en Ch. II et ce chapitre, et sur les mesures effectuées dans les tableaux III.3 et III.4. Le tableau III.5 représente cette récapitulation.

Tableau III.5 : Récapitulatif sur les performances des méthodes de contrôle ; équilibrage des courants et compensation du courant du neutre

	Cas-1		Cas-2		Cas-3		Cas-4	
	$i_{sa,b,c}$ sinusoïdaux et équilibrés	Neutre compensé						
<i>p-q</i> originale	✓	✓	x	✓	x	✓	x	✓
<i>p-q</i> modifiée	✓	✓	x	x	x	✓	x	x
<i>p-q</i> pseudo mapping-matrix	✓	✓	x	✓	x	✓	x	✓
<i>p-q-r</i>	✓	✓	x	±	x	✓	x	±
NF <i>p-q</i>	✓	✓	x	✓	x	✓	x	✓
DCAP	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓

Ce tableau nous montre que lorsque les tensions sont équilibrées, les 4 méthodes présentent les mêmes performances. Par contre lorsque les tensions sont déséquilibrées et/ou perturbées en harmonique, seule notre méthode est capable de fournir un courant sinusoïdal de côté de la source et de compenser le neutre en même temps. Les autres méthodes n'ont pas ces performances.

### III-6 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR RESEAU TRIPHASE A 3 FILS.

La différence entre un réseau à 4 fils et à 3 fils réside dans l'absence du conducteur du neutre. Nous avons vu lors du développement de la méthodologie en triphasé (paragraphe III-4), qu'aucune action particulière n'était prise pour compenser le courant du neutre. La compensation était plutôt une conséquence de la méthode de formulation des courants désirés dans la source. Le concept des puissances ne change pas en 3 ou 4 fils.

Ainsi pour les systèmes triphasés à 3-fils, nous avons exactement les mêmes opérations pour l'extraction des courants de référence.

Toutefois, une différence existe, elle réside éventuellement dans la modélisation du convertisseur donc, au niveau de la détermination du rapport cyclique du bloc 20 qui pourrait affecter le régulateur PI de courant du bloc 21. Mais là aussi il n'y a pas lieu à changer le schéma de commande qui reste dans le même esprit. Une autre différence moins critique se situe dans la régulation de la tension du bus DC ou théoriquement il suffit d'un seul condensateur pour le 3-fils ce qui simplifie le schéma de régulation sans affecter le concept pour les pertes dans le filtre, calculées à travers  $I_{pertes}$  et les tensions fondamentales.

Finalement, pour un réseau à 3 fils, on utilise exactement les mêmes formules (III.45, III.50, III.55, III.57 et III.58) qu'en 4 fils pour l'extraction des courants de références. De toute façon, le schéma de l'algorithme de commande sera présenté en Ch. IV lors de la modélisation du convertisseur.

### III-7 ALGORITHME DE COMMANDE POUR FILTRAGE SUR RESEAU MONOPHASE.

Le cas monophasé est une déclinaison très simplifiée du cas polyphasé pour  $k=1$ . La méthode DCAP étant basée sur des concepts de puissance qui n'ont aucune relation avec la structure du filtre. Comme notre méthode est générique, le système monophasé se déduit du polyphasé ou triphasé en simplifiant les équations de  $k$  ou 3 phases à une seule phase.

Alors, la puissance active dans la charge formulée dans (III.50) se simplifie à (III.50').

$$p_{charge}(t) = v_a \cdot i_{La} \quad (III.50')$$

Et la puissance active dans le filtre formulée dans (III.55) se simplifie à (III.55')

$$P_{filter} = V_{fa} \cdot I_{pertes} \quad (III.55')$$

La puissance dans la source issue du bilan de puissance dans (III.57) reste la même.

$$P_s = P_{charge} + P_{filter} \quad (III.57)$$

Le courant désiré dans la source déduit du système triphasé dans (III.45) est dans (III.45')

$$i_{sda}(t) = \frac{P_s}{V_{fa}^2} \cdot v_{fa}(t) \quad (III.45')$$

Le courant de référence déduit du système triphasé dans (III.58) se trouve dans (III.58')

$$i_{ra}(t) = i_{La}(t) - i_{sda}(t) \quad (III.58')$$

Nous nous sommes permis de déroger à la numérotation des équations pour que le schéma d'extraction du courant de référence en monophasé soit identique à celui fourni pour le triphasé pour ses repères en termes

d'équations. D'un autre côté, nous avons pris soin de numéroter les composants du circuit et les blocs toujours selon la même succession suivi pour le triphasé. Alors les blocs de même numéros seront paramétrés de la même façon pour les circuits à 3-fils, 4 fils et monophasé. Le schéma de l'algorithme de commande sera présenté en Ch. IV lors de la modélisation du convertisseur.

## Avertissement

Au cours de notre travail, et après le développement de la méthode DCAP, nous avons pris connaissance dans la littérature de l'article [141] [Chen-1994] qui n'a jamais été cité dans les travaux qui ont fait notre état de l'art dans le chapitre II sauf dans une [137]. Il s'avère que cet auteur a développé une méthode présentant quelques similarités avec la nôtre.

Après analyse de la méthode en question, nous avons trouvé que l'idée de repartir les courants sinusoïdaux était en fait la seule ressemblance, tandis que la méthodologie est complètement différente et la formulation finale des courants actifs désirés dans la source ne permet pas d'avoir un système sinusoïdal si les tensions sont perturbées. En effet, la méthode mise en œuvre définit les courants actifs comme :

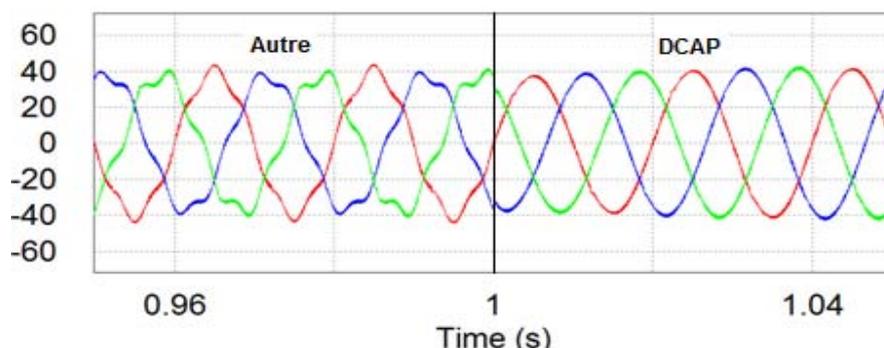
$$i_{sdi} = \frac{2 \cdot P}{\hat{V}_i \cdot (\hat{V}_a + \hat{V}_b + \hat{V}_c)} \cdot v_i$$

L'auteur a utilisé les valeurs maximales des tensions instantanées tandis que dans notre méthode nous avons utilisé les grandeurs efficaces des fondamentales des tensions instantanées. La différence n'est pas entre les valeurs maximales et les valeurs efficaces car elles sont liées mais toute la différence est dans l'usage de la composante fondamentale de la tension (notre méthode) par rapport à la tension même (cette méthode). L'usage de la valeur maximale de la tension ne permet pas d'avoir des courants sinusoïdaux ni égaux si les tensions sont perturbées par les harmoniques. Le passage au fondamental dans notre formulation est une condition nécessaire afin de remédier aux perturbations de la source. C'est un complément indispensable à l'idée de base (répartition des courants égaux) pour répondre aux cas de perturbation du réseau. De plus, des tensions perturbées peuvent avoir des valeurs maximales supérieures à leurs composantes fondamentales ce qui impacte les amplitudes des courants recherchés et par conséquence les amplitudes des courants de référence.

Quant au calcul des puissances dans les deux méthodes, c'est complètement différent. Or, nous avons démontré la contribution des grandeurs fondamentales dans les puissances là où il y a des composantes sinusoïdales de courant. Cet aspect est complètement occulté dans la méthode en question.

L'extraction du fondamental de la tension suffit à lui seul pour avoir un système de courants synchronisé avec les tensions ce qui exempte l'usage de la PLL pour la synchronisation. De plus, ce concept de calcul des puissances a été appliqué pareillement au niveau de la source et du filtre, ce qui simplifie les tâches de calcul dans la DCAP.

Pour finir, nous présentons sur la figure suivante les formes des courants à la source, après compensation, en présence de tensions perturbées et une charge polluante déséquilibrée. La méthode de Chen est appliquée jusqu'à 1s, tandis que la méthode DCAP est appliquée après 1s pour les mêmes conditions du circuit. L'efficacité de la DCAP est ainsi montrée.



### III-8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé les concepts qui ont permis la formulation de la méthode générique DCAP en application sur un système polyphasé. Nous avons vu par la suite que son application en triphasé 3 ou 4 fils et en monophasé se déduit tout simplement du même ensemble d'équations pour le polyphasé. L'extraction des courants de référence s'effectue en présence des composantes inverses et homopolaires dans le circuit. Il n'est nul besoin d'extraire le système direct pour son algorithme de commande et l'usage d'une PLL n'est pas obligatoire pour synchroniser les courants avec les tensions correspondantes. En outre, aucune action particulière n'est nécessaire pour compenser le courant dans le neutre car la formulation des courants désirés dans la source induit un système équilibré et sinusoïdal qui annule naturellement le courant du neutre du côté de la source.

Au cours du travail, nous avons comparé analytiquement la méthode proposée avec d'autres formulations proches et nous avons montré les différences conceptuelles et méthodologiques avec les autres méthodes connues. Par ailleurs, nous avons comparé les expressions des grandeurs efficaces du système triphasé de tension en présence d'un réseau perturbé. Dans ce contexte notre méthode fait différence avec les autres vu qu'elle traite le système polyphasé en  $k$  systèmes monophasés.

Ensuite, après avoir présenté les étapes nécessaires à l'extraction des courants de référence, nous avons validé par simulation les modèles des blocs en observant les formes des grandeurs qui sont très fidèles à leurs modèles mathématiques.

Ensuite, nous avons montré les résultats de la méthode DCAP pour le circuit étudié en chapitre 2 pour les mêmes 4 cas de perturbations du réseau (déjà étudiées en Ch. II), et après, nous avons évalué ces performances en comparaison avec les 5 autres méthodes (vues en Ch. II).

Ces résultats montrent que :

- 1- La méthode DCAP maintient un  $THD$  relativement constant pour les différents cas de déséquilibre.
- 2- La méthode DCAP maintient un  $UF_i \leq 2\%$  faible et admissible par les normes pour les différents cas de déséquilibre.
- 3- Le courant dans la source issu par la DCAP est minimal par rapport aux autres méthodes et s'avère quasi-identique dans tous les cas.
- 4- Les autres méthodes ne peuvent pas fournir un courant équilibré dans le cas de déséquilibre ou perturbations de tensions. Le  $UF_i \geq 2\%$  quand les tensions ne sont pas sinusoïdales.

Les résultats de comparaison montrent la supériorité de la méthode DCAP par rapport aux autres méthodes.



# ***CHAPITRE IV***

## ***Structures des filtres actifs. Choix et modélisation***

## *Sommaire*

<b>IV-1 PROBLEMATIQUE</b>	110
<b>IV-2 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE 1 BRAS</b>	111
IV-2-1 Boucle de régulation du courant	112
<i>IV-2-1.1 Modélisation de l'onduleur</i>	112
<i>IV-2-1.2 Génération du rapport cyclique de commande</i>	114
<i>IV-2-1.3 Calcul du régulateur <math>R(p)</math></i>	116
IV-2.2 Boucle de régulation de tension	118
<b>IV-3 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE A 2 BRAS</b>	121
IV-3-1 Modélisation de l'onduleur à 2 bras actif	122
IV-3-2 Génération du rapport cyclique de commande	123
<i>IV-3-2.1 Boucle de régulation du courant</i>	124
<i>IV-3-3.2 Boucle de régulation de tension</i>	124
<b>IV-4 COMPARAISON DES RESULTATS DE REGULATION POUR LES DEUX STRUCTURES.</b>	125
<b>IV-5 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE</b>	130
IV-5.1 Modélisation de l'onduleur à 4 fils	130
IV-5.3 Modélisation de l'onduleur à 3 fils	133
<b>IV-6 CONCLUSION</b>	136

## IV-1 PROBLEMATIQUE

Dans un souci d'améliorer l'efficacité énergétique et de parfaire la qualité de puissance, une forte demande industrielle est affichée pour des convertisseurs hautement performants dotés de lois de commande adaptées.

La haute qualité des formes d'ondes du courant et de la tension, à la sortie comme à l'entrée, des convertisseurs est fonction de la topologie utilisée, de l'application visée, de son dimensionnement et de l'algorithme de commande.

Comme signalé au chapitre I, les recherches actuelles s'efforcent d'améliorer les performances des convertisseurs par différents moyens :

- Simplification du contrôle et optimisation des algorithmes pour améliorer le THD
- Equilibrage des tensions DC
- Réduction des ondulations du courant
- Atténuation des harmoniques pour répondre à un standard spécifique
- Développement de nouvelles topologies

Or, les nouvelles topologies des convertisseurs comme les structures multi-niveaux, ont un intérêt particulier pour les applications en moyenne tension et elles sont aussi candidates pour le filtrage actif en basse tension. Leurs performances en termes de tensions et courants de sortie sont en plus, liées à la structure même et non pas uniquement à l'algorithme de commande.

Cependant, comme le but de notre travail est d'améliorer les performances du filtrage actif par la voie de la stratégie de commande et non pas par les structures, alors, nous avons choisi la structure classique des onduleurs à deux niveaux. Autrement dit, les performances apportées par ces structures seront plutôt liées à l'algorithme de commande et non pas à la structure.

Dans la suite, nous orientons notre travail sur la modélisation du convertisseur en monophasé et triphasé pour obtenir les grandeurs nécessaires à sa commande. Nous étudierons aussi les boucles de régulation du courant et de tension.

Quant à la commande MLI, elle n'a pas fait l'objet de recherches spécifiques, ce sont des méthodes usuelles qui ont été utilisées.

Nos applications sont variées, elles concernent l'onduleur monophasé à un bras et neutre connecté au point milieu du bus capacitif DC, et la structure avec deux bras et un seul condensateur. Ensuite, l'onduleur triphasé à 3 bras sans neutre sera étudié pour une application en triphasé 3-fils et aussi l'onduleur à 3 bras et un neutre connecté au point milieu du bus DC pour une application en triphasé 4-fils.

## IV-2 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE 1 BRAS

La figure IV.1 montre le schéma de commande et de puissance du filtre actif monophasé, connecté à un réseau de tension  $v_a(t)$  au  $P_{cc}$ , constitué d'un seul bras actif avec neutre lié au point milieu du bus DC.

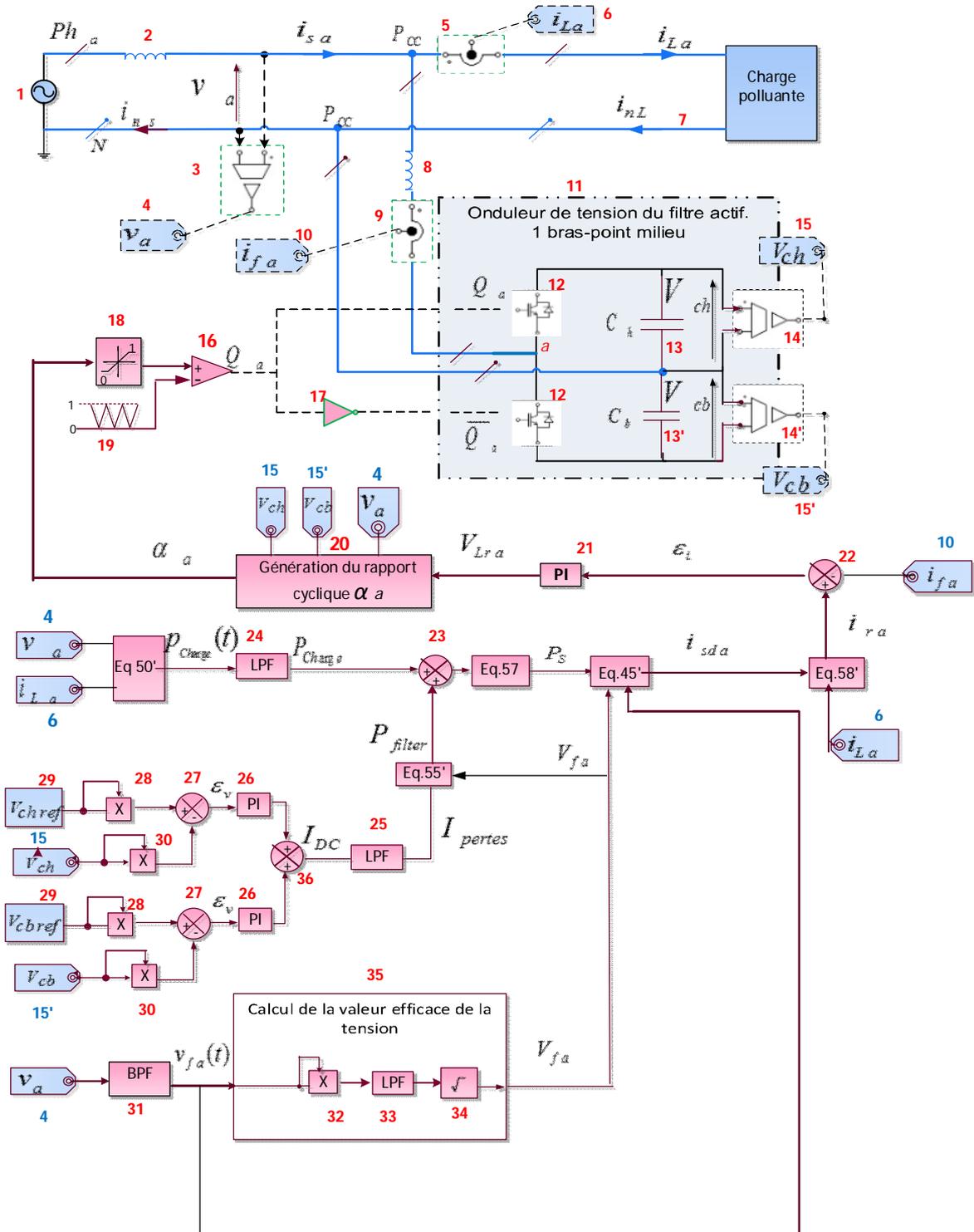


Figure IV.1. Schéma de commande et de puissance du filtre actif monophasé

Nous avons décrit dans le chapitre précédent le principe d'extraction du courant de référence  $i_{ra}(t)$ . Dans cette partie, nous allons suivre le chemin de la boucle de régulation du courant en passant par la régulation du courant, la génération du rapport cyclique, la modulation ce qui correspond aux blocs 21, 20, 19,18, 17 et 16. La modélisation du convertisseur et la régulation de tension du bus DC seront aussi étudiées.

#### IV-2-1 Boucle de régulation du courant

Le synoptique simplifié de la boucle de régulation du courant est en figure IV.2.

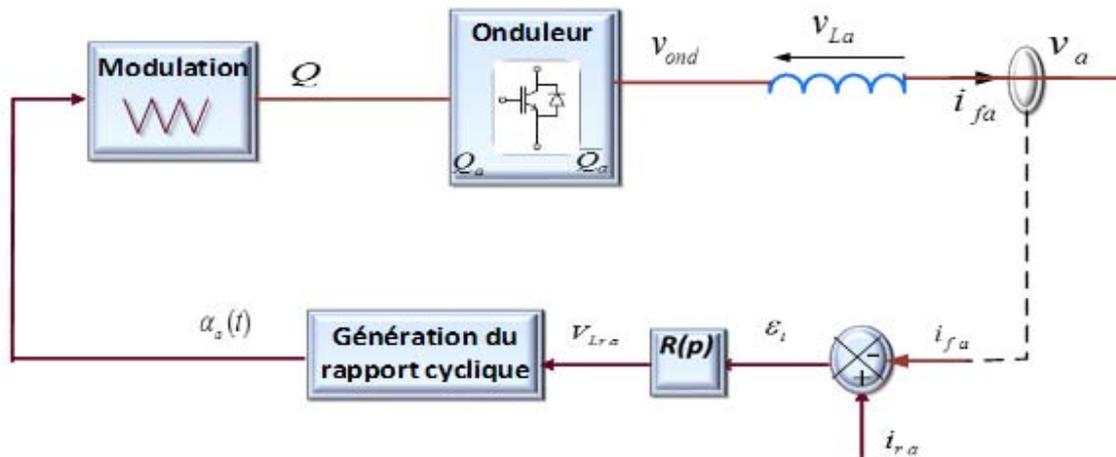


Figure IV.2. Schéma simplifié de la boucle de régulation du courant

Le courant du filtre  $i_{fa}$  est comparé au courant de référence  $i_{ra}$  donnant une erreur de suivi  $\epsilon_i$ . Le régulateur  $R(p)$  tend à annuler l'erreur en imposant une tension de référence  $v_{Lra}$  image de la tension souhaitée aux bornes de la bobine  $v_{La}$  du filtre afin que le courant  $i_{fa}$  dans la bobine devienne régulé et égale à sa référence  $i_{ra}$ .

Le reste de la boucle devrait avoir alors un gain unitaire pour avoir  $v_{Lra} = v_{La}$ . Or, la tension à la sortie de l'onduleur  $v_{ond}$  est fonction du rapport cyclique de commande et de la tension supposée régulée au bus DC. La tension de la bobine est liée à la tension de l'onduleur  $v_{ond}$  et à la tension de la source  $v_a$  considérée comme perturbation. Afin d'isoler la fonction de transfert liant  $I_{fa}(p)$  à  $V_{La}(p)$ , le bloc de génération du rapport cyclique tient compte de toutes les compensations nécessaires dans le circuit et génère à partir de  $v_{Lra}$  le rapport cyclique  $\alpha_a$  nécessaire à la commande du convertisseur dans les conditions établies. Dans ce qui suit, nous allons développer ce principe.

##### IV-2-1.1 Modélisation de l'onduleur à 1 bras actif

Le schéma du filtre actif ( $C_h, C_b$ -Onduleur-Bobine du filtre) à point milieu est en figure IV.3. La tension entre les phases de l'onduleur est repérée par  $v_{AO}$ .  $L_{af}$  est l'inductance (filtre du premier ordre) du filtre actif.

La tension entre les bras de l'onduleur s'écrit d'après la loi des mailles par :

$$v_{ond} = v_{AO} = v_{La} + v_a \quad (IV.1)$$

Avec,

$$v_{La} = L_{af} \cdot \frac{di_{fa}}{dt} \quad (IV.2)$$

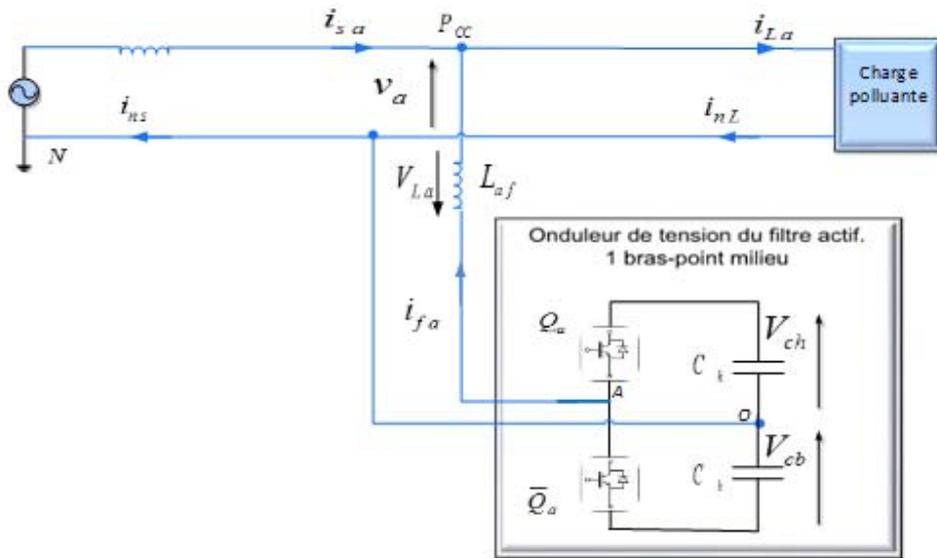


Figure IV.3. Schéma du filtre actif à point milieu connecté au réseau

Pour l'étude, les interrupteurs sont considérés parfaits et leurs chutes de tension à la conduction sont donc nulles.  $Q$  étant la logique de commande de l'état ouvert à l'état fermé.

- Pour  $0 < t < \alpha \cdot T_d$ ,  $Q = 1$ , K1 est fermé, K2 ouvert alors

$$\begin{cases} v_{K_1} = 0 \\ v_{AO} = v_{ch} \end{cases} \quad (IV.3.a)$$

- Pour  $\alpha \cdot T_d < t < T_d$ ,  $Q = 0$ , K1 est ouvert, K2 fermé alors donc

$$\begin{cases} v_{K_2} = 0 \\ v_{AO} = -v_{cb} \end{cases} \quad (IV.3.b)$$

La figure IV.4 montre la forme de cette tension durant les intervalles de fonctionnement  $\alpha \cdot T_d$  et  $(1 - \alpha) \cdot T_d$ . Avec,  $\alpha$  le rapport cyclique.

A noter que.

$$\langle Q \rangle_{T_d} = \alpha \quad (IV.4)$$

La valeur moyenne de cette tension sur une période de découpage vaut:

$$\begin{aligned} \langle v_{AO} \rangle &= \alpha \cdot v_{ch} - (1 - \alpha) \cdot (v_{cb}) \\ \langle v_{AO} \rangle &= \alpha \cdot (v_{ch} + v_{cb}) - (v_{cb}) \end{aligned} \quad (IV.5)$$

On pose,

$$v_0 = v_{ch} + v_{cb} \quad (IV.6)$$

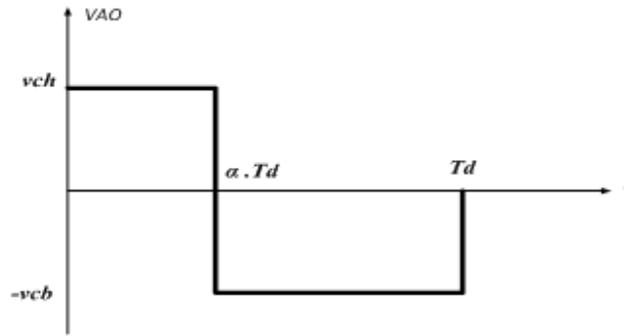


Figure IV.4. Évolution de la tension à la sortie de l'onduleur

Ce qui aboutit à :

$$\langle v_{AO} \rangle = \alpha \cdot (v_0) - (v_{cb}) \quad (\text{IV.7})$$

D'après (IV.7), le modèle moyen de l'onduleur est représenté sur le schéma en figure IV.5. L'indice  $a$  est relatif à la phase  $a$  unique du système.

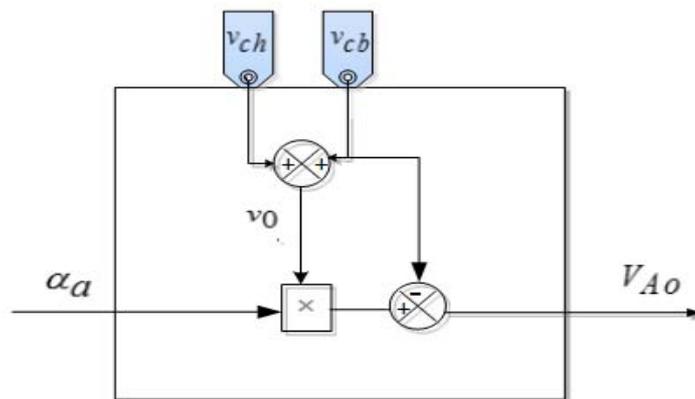


Figure IV.5. Modèle moyen de l'onduleur

#### IV-2-1.2 Génération du rapport cyclique de commande

D'un autre côté, l'équation (1) donne

$$\langle v_{AO} \rangle = \langle v_{La} \rangle + \langle v_a \rangle \quad (\text{IV.8})$$

Or,  $v_a, v_{La}$  évoluent à la période du fondamental, largement supérieure à la période de découpage, on peut alors considérer que les petites variations des grandeurs sur  $T_d$  sont assimilées à la valeur instantanée de la grandeur.

$$\langle v_a \rangle_{T_d} = v_a \quad (\text{IV.9})$$

$$\langle v_{La} \rangle_{T_d} = L \cdot \left\langle \frac{di_{fa}}{dt} \right\rangle = v_{La} \quad (\text{IV.10})$$

En combinant les équations (IV.8), (IV.9), (IV.10) et (IV.11), on obtient.

$$\frac{v_0}{2} \left( 2\alpha - \frac{2 \cdot v_{cb}}{v_0} \right) = v_{La} + v_a \quad (\text{IV.11})$$

Ce qui permet de calculer le rapport cyclique de commande.

$$\alpha = \frac{v_{La} + v_a + v_{cb}}{v_0} \quad (\text{IV.12})$$

Avec la relation en (IV.12), nous pouvons déterminer le rapport cyclique du bloc 20 dont la tension  $v_{La}$  est la tension de référence  $v_{Lra}$  à la sortie du régulateur  $R(p)$ . Le rapport cyclique de référence pour la commande est en figure IV.6.

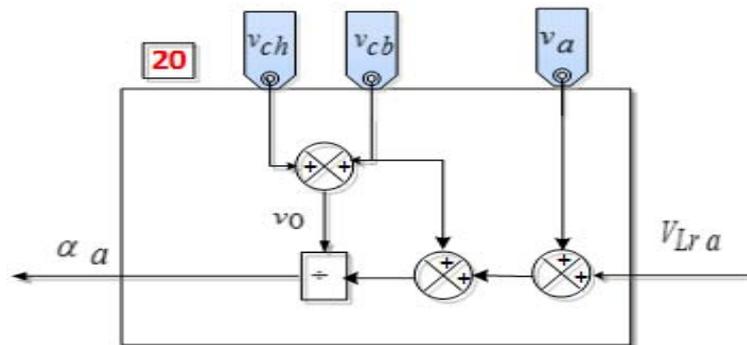


Figure IV.6. Schéma pour la génération du rapport cyclique de commande du bloc 20 de la figure IV.1

A noter qu'à l'équilibre des tensions du bus DC, on a  $v_{cb} = \frac{v_0}{2} = \frac{E}{2}$ , l'équation (IV.12) s'écrit par.

$$\alpha = \frac{v_{La} + v_a}{E} + \frac{1}{2} \quad (\text{IV.12}')$$

D'après les modèles sur les figure IV.5 et IV.6, le schéma de la boucle de régulation du courant en figure 2 devient celui en figure IV.7.

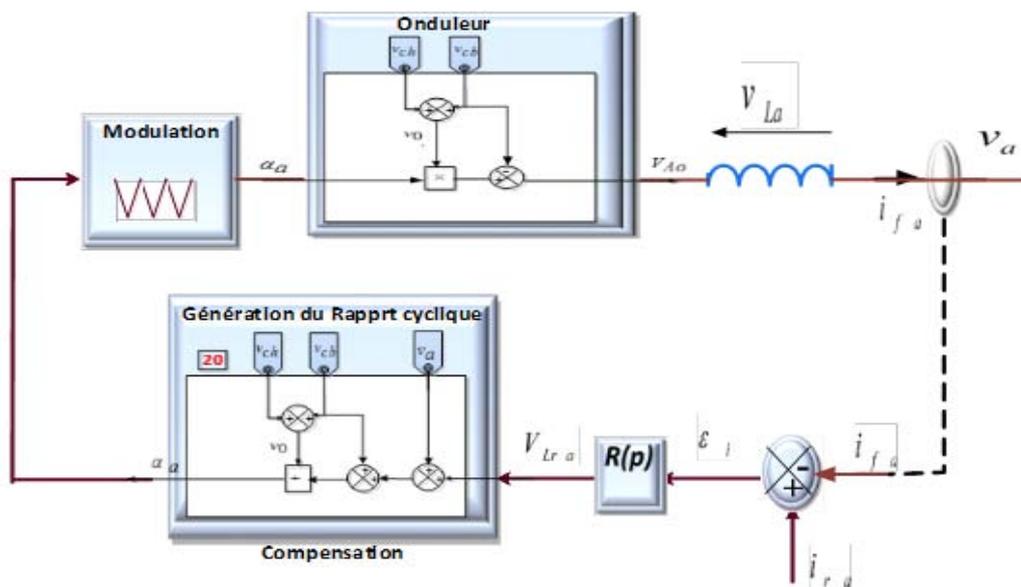


Figure IV.7. Schéma du processus de régulation du courant pour un onduleur à 1 bras

La tension aux bornes de l'onduleur, issue de la régulation, est en conséquence

$$\langle v_{AO} \rangle = \frac{v_0}{2} \left( 2\alpha_a - \frac{2.v_{cb}}{v_0} \right) = \frac{v_0}{2} \left( 2 \left( \frac{v_{Lra} + v_a}{v_0} + \frac{v_{cb}}{v_0} \right) - \frac{2.v_{cb}}{v_0} \right) = v_{Lra} + v_a \quad (\text{IV.13})$$

Et du côté de l'onduleur et du réseau c'est toujours (IV.1).

$$\langle v_{AO} \rangle = v_{La} + v_a$$

On en déduit de (IV.13) et (IV.1) que.

$$v_{La} = v_{Lra} \quad (\text{IV.14})$$

Donc la génération du rapport cyclique, comme dans la figure IV.7, a permis d'avoir une fonction de transfert direct entre la tension  $V_{Lra}(p)$  à la sortie du régulateur et le courant  $I_{fa}(p)$  de la bobine du filtre.

#### IV-2-1.3 Calcul du régulateur $R(p)$

En appliquant la transformée de Laplace à (IV.2), on obtient

$$V_{La}(p) = L \cdot p \cdot I_{fa}(p) \quad (\text{IV.15})$$

La fonction de transfert entre le courant et la tension de la bobine du filtre est :

$$\frac{I_{fa}(p)}{V_{La}(p)} = \frac{I_{fa}(p)}{L \cdot p \cdot I_{fa}(p)} = \frac{1}{L \cdot p} \quad (\text{IV.16})$$

Le schéma de la boucle de régulation sera réduit sur la figure IV.8.

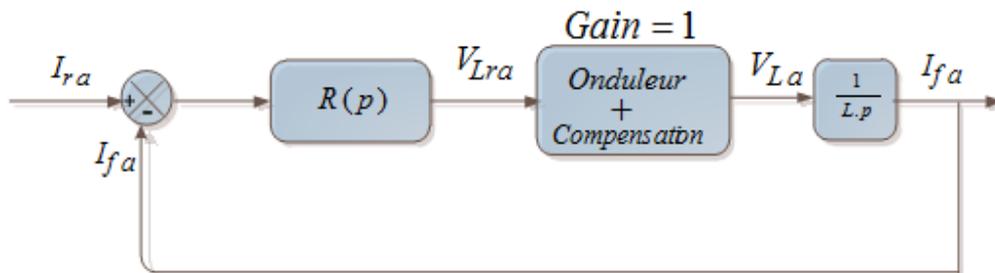


Figure IV.8. Schéma réduit de la boucle de régulation après compensation

$R(p)$  est un régulateur PI ayant comme équation.

$$R(p) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) \quad (\text{IV.17})$$

La bande passante maximale du régulateur de courant est définie d'après la méthode de l'optimum symétrique.

$$\omega_{bpimax} = \frac{\omega_d}{\sqrt{10}} \quad (\text{IV.18})$$

Avec

$$T_{imax} = \frac{\sqrt{10}}{\omega_{bpimax}} \quad (\text{IV.19})$$

Le gain proportionnel est choisi pour avoir, dans la boucle de régulation du courant, un gain global unitaire à la fréquence de la bande passante choisie soit  $\omega_{bpi}$ .

$$\frac{k_p}{L_{af} \cdot \omega_{bpi}} = 1 \quad (IV.20)$$

Donc

$$k_p = L_{af} \cdot \omega_{bpi} \quad (IV.21)$$

Dans notre cas  $L_{af} = 25 \text{ mH}$ ,  $f_d = 10 \text{ kHz}$  donc  $f_{bpi \text{ max}} = 3162 \text{ Hz}$ .

Nous choisissons une fréquence de bande passante  $f_{bpi} = 3 \text{ kHz}$  ce qui donne les valeurs des paramètres du régulateurs du courant :  $k_p = 471$  et  $T_i = 1,6776 \cdot 10^{-4} \text{ s}$

Le régulateur  $R(p)$  est implanté avec anti-windup dont le schéma est en figure IV.9. Il correspond au bloc 21 de la figure IV.1.

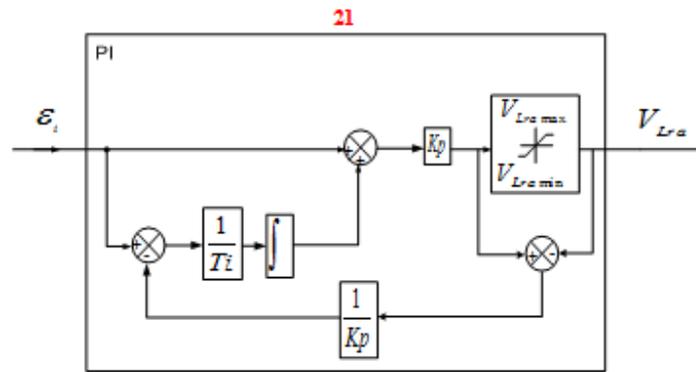


Figure IV.9. Schéma du régulateur PI avec anti-windup

D'après l'équation (IV.1) nous obtenons  $v_{La}(t) = v_{ond}(t) - v_a(t)$ . Pour le calcul des valeurs minimale et maximale du limiteur, on considère que les tensions du bus DC sont établies à leurs valeurs de références soit  $V_0 = E$ , donc  $V_{ch} = V_{cb} = \frac{E}{2}$ . Nous obtenons,  $\hat{V}_{Lra \text{ max}} = \frac{E}{2} - \hat{V}_{af}$  et  $\hat{V}_{Lra \text{ min}} = -\frac{E}{2} - \hat{V}_{af}$ .

Le système de régulation du courant implanté dans Matlab/Simulink est de type discret avec le schéma en figure IV.10, la charge est représentée par un système du premier ordre sans retard. Le régulateur PI est implanté selon le schéma de la figure IV.11.

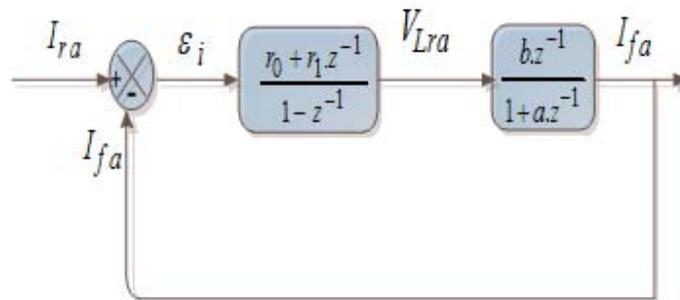


Figure IV.10. Modèle discret du schéma de régulation

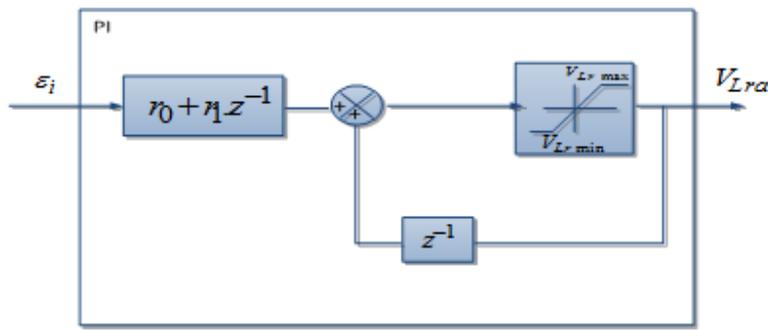


Figure IV.11. Schéma d'implantation dans MATLAB/Simulink

#### IV-2-2 Boucle de régulation de tension

Lors de son fonctionnement, l'onduleur du filtre dissipe une puissance liée majoritairement aux pertes dans les interrupteurs de puissance. En conséquence, les condensateurs se déchargent pour fournir cette puissance relative aux pertes dans le convertisseur, d'où la nécessité de réalimenter les condensateurs par une puissance active tirée du réseau pour rééquilibrer leurs tensions. Cela impose la présence d'une boucle de régulation de tension contenant un régulateur que l'on choisit du type PI. La détermination des grandeurs de la boucle se fait comme suit.

L'énergie emmagasinée dans un condensateur s'écrit par :

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (\text{IV.22})$$

La puissance est alors :

$$p = \frac{dW}{dt} = \frac{1}{2} C \cdot \frac{dV^2}{dt} \quad (\text{IV.23})$$

On pose :

$$X = V^2 \quad (\text{IV.24})$$

$$p = \frac{1}{2} C \cdot \frac{dX}{dt} \quad (\text{IV.25})$$

$$P(p) = \frac{1}{2} C \cdot p \cdot X(p) \quad (\text{IV.26})$$

Donc,

$$\frac{X(p)}{P(p)} = \frac{2}{C \cdot p} \quad (\text{IV.27})$$

D'autre part la puissance totale absorbée du réseau par les deux condensateurs est :

$$P = V_{fa} \cdot I_{fa} \quad (\text{IV.28})$$

Dans la structure à point milieu, cette puissance est partagée par les deux condensateurs, alors chaque condensateur absorbe.

$$P_C = \frac{V_{fa} \cdot I_{fa}}{2} \quad (IV.29)$$

Le schéma de la boucle de régulation est en figure IV.12.

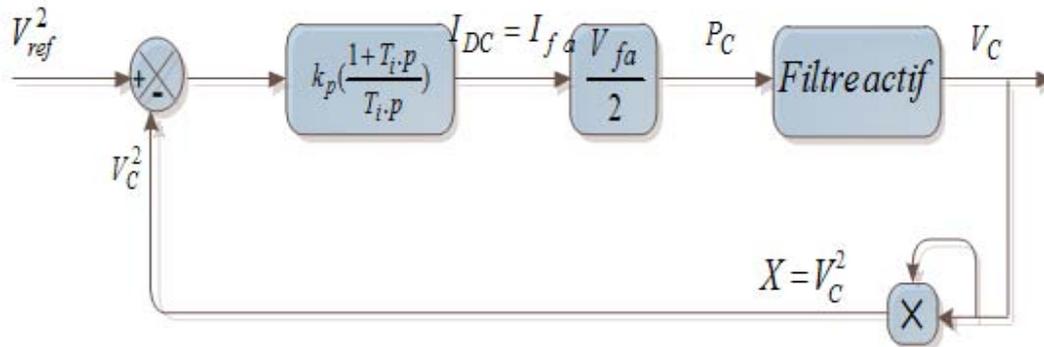


Figure IV.12. Schéma de la boucle de régulation de tension

Le gain proportionnel du régulateur est calculé pour avoir un gain global de la boucle unitaire à la fréquence de la bande passante du régulateur soit  $\omega_{BPV}$ . La relation entre  $V_C^2$  et P est en (IV.27). On obtient,

$$k_p \cdot \frac{V_{af}}{2} \cdot \frac{2}{C \cdot \omega_{BPV}} = 1 \quad (IV.30)$$

On en déduit la valeur du gain à appliquer et de la constante de temps du régulateur PI

$$\begin{cases} k_p = \frac{C \cdot \omega_{BPV}}{V_{af}} \\ T_i = \frac{\sqrt{10}}{\omega_{BPV}} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Le modèle implanté dans MATLAB/Simulink et qui correspond au schéma de la régulation des deux tensions du bus DC est présenté en figure IV.13.

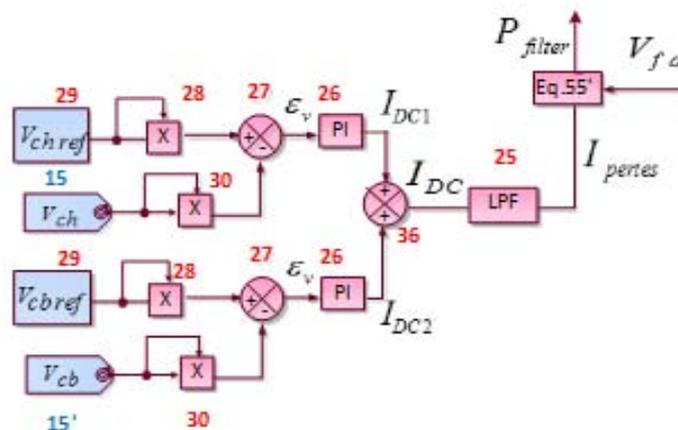


Figure IV.13. Schéma implanté dans le modèle Simulink

Le régulateur PI du bloc 26 est du type linéaire montré en figure IV.14 avec son anti-windup.

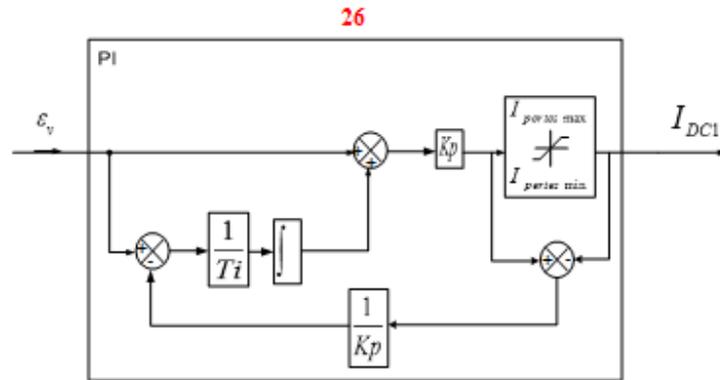


Figure IV.14. Régulateur PI linéaire avec anti-windup

Le courant absorbé de la source est à la fréquence du fondamental, pour cela, la bande passante maximal de la régulation est de 50Hz. En général, on choisit une bande passante  $\omega_{BPV} \leq \frac{\omega_r}{10}$ . Notre choix est pour une  $f_{BP} = 4\text{Hz}$ . Pour  $C=0.6\text{mF}$ ,  $V_{af} = 234\text{V}$  on obtient  $k_p = 3.210^{-5}$ ,  $T_i = 0.125\text{s}$ .

### IV-3 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASE A 2 BRAS

La figure IV.15 montre le schéma de commande et de puissance du filtre actif monophasé constitué de deux bras actif et connecté à un réseau de tension  $v_a(t)$  au  $P_{cc}$ .

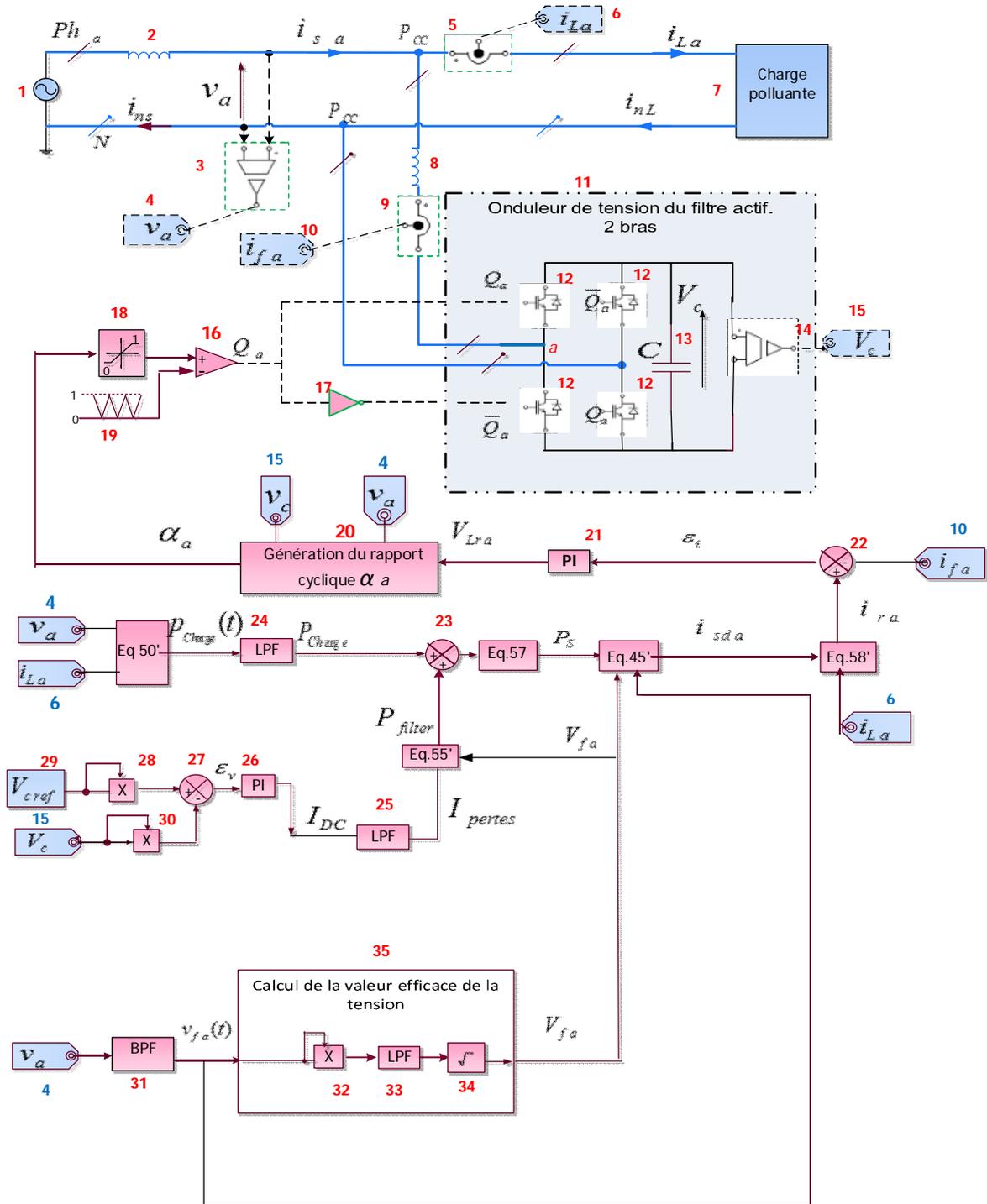


Figure IV.15. Schéma de commande et de puissance du filtre actif monophasé

Trois différences existent entre cette structure et celle à point milieu :

- 1- La modélisation du convertisseur
- 2- Le rapport cyclique de référence
- 3- La régulation de la tension du bus DC

Nous traitons dans ce qui suit uniquement ces différences.

#### IV-3-1 Modélisation de l'onduleur à 2 bras actifs

Le schéma du filtre actif à deux bras actifs est en figure IV.16.

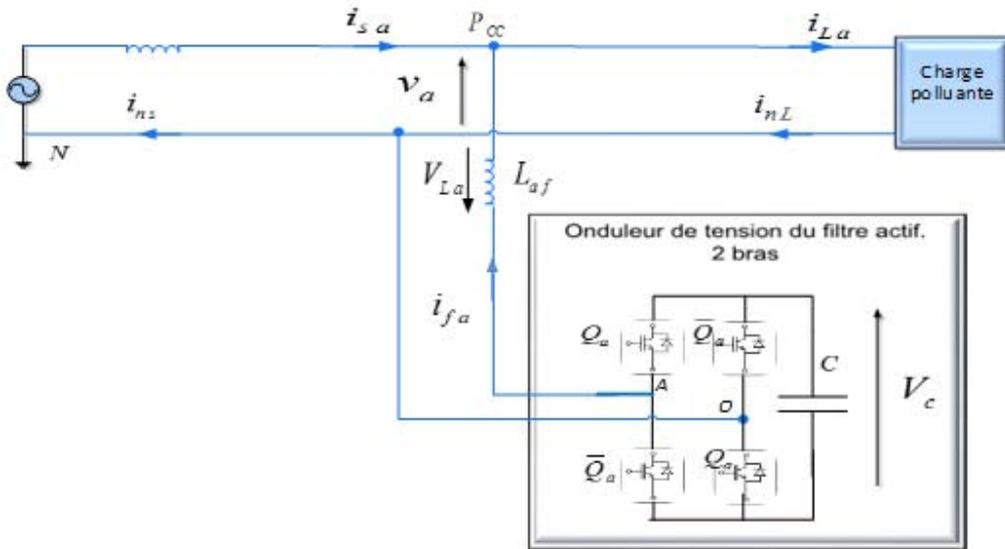


Figure IV.16. Schéma du filtre actif à 2 bras connecté au réseau

La figure IV.17 montre la forme de cette tension aux bornes de l'onduleur durant les deux intervalles de fonctionnement. La différence est au niveau des tensions atteintes pendant les deux phases qui sont égales mais opposées. Cela impacte la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur.

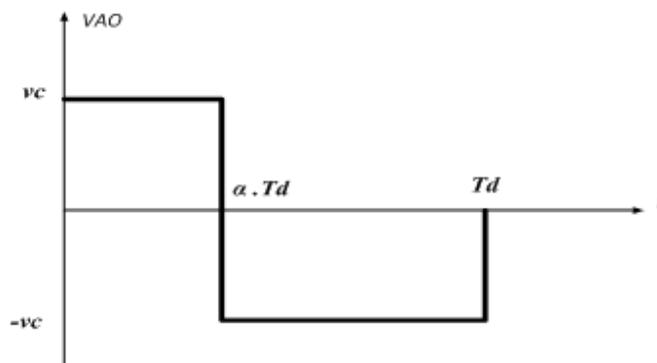


Figure IV.17. Évolution de la tension à la sortie de l'onduleur

La valeur moyenne de cette tension sur une période de découpage vaut:

$$\langle v_{AO} \rangle = \alpha \cdot v_c - (1 - \alpha) \cdot (v_c) \quad (IV.32)$$

Ce qui aboutit à

$$\langle v_{AO} \rangle = v_c(2\alpha - 1) \quad (\text{IV.33})$$

Le modèle moyen de l'onduleur exprimé dans (IV.33) est sur le schéma en figure IV.18.

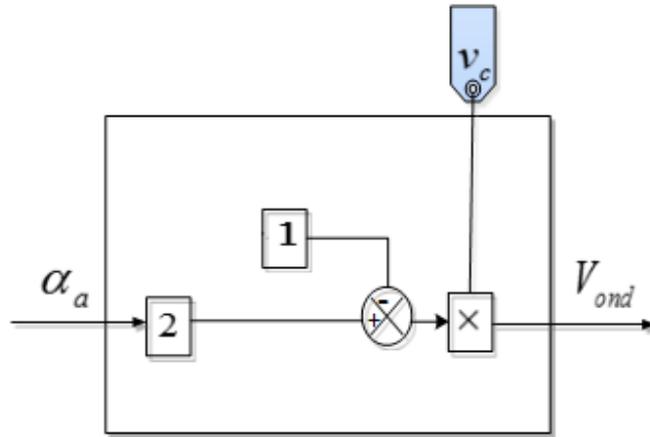


Figure IV.18. Modèle moyen de l'onduleur à deux bras

#### IV-3-2 Génération du rapport cyclique de commande

En combinant les équations (IV.8) et (IV.33) on obtient.

$$v_c(2\alpha - 1) = v_{La} + v_a \quad (\text{IV.34})$$

Ce qui permet de calculer le rapport cyclique de commande.

$$\alpha = \frac{v_{La} + v_a}{v_c} \cdot \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \quad (\text{IV.35})$$

Le rapport cyclique du bloc 20 dont la tension  $v_{La}$  est la tension de référence  $v_{Lra}$  à la sortie du régulateur  $R(p)$  est en figure IV.19.

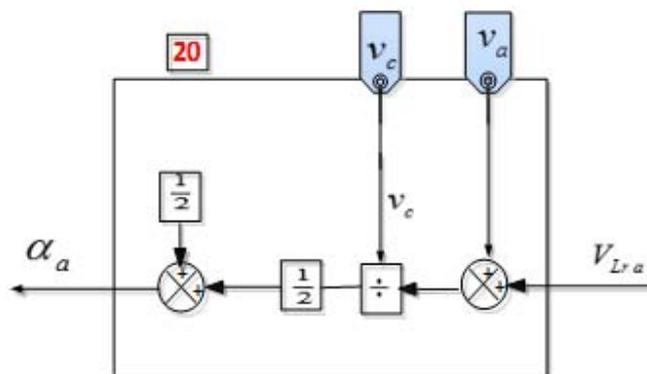


Figure IV.19. Schéma pour la génération du rapport cyclique de commande du bloc 20



$$k_p \cdot v_{af} \cdot \frac{2}{C \cdot \omega_{BPv}} = 1 \quad (IV.36)$$

On en déduit que

$$k_p = \frac{C \cdot \omega_{BPv}}{2 \cdot V_{af}} \quad (IV.37)$$

$T_i$  est pris égale à (IV.37'),

$$T_i = \frac{\sqrt{10}}{\omega_{BPv}} \quad (IV.37')$$

Le schéma de régulation implanté dans MATLAB/Simulink est en figure IV.22.

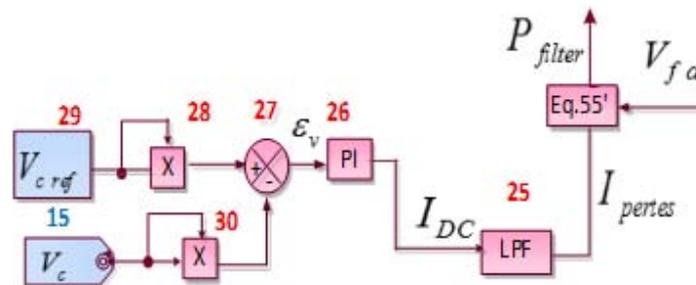


Figure IV.22. Schéma implémenté dans le modèle Simulink

Le régulateur PI du bloc 26 est du type linéaire montré en figure IV.23 avec son anti-windup.

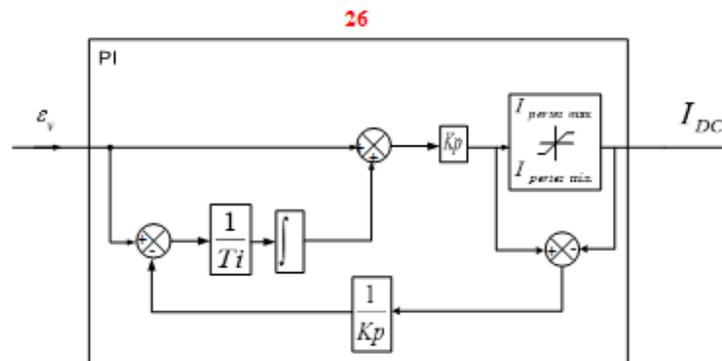


Figure IV.23. Régulateur PI linéaire avec anti-windup

Pour  $f_{BP} = 4\text{Hz}$ . Pour  $C=0.6\text{ mF}$ ,  $V_{af} = 234\text{V}$  on obtient  $k_p = 3.2210^{-5}$ ,  $T_i = 0,125\text{ s}$ .

#### IV-4 COMPARAISON DES RESULTATS DE REGULATION POUR LES DEUX STRUCTURES.

La comparaison porte fondamentalement sur les réponses des régulateurs de courant (bloc 21) et tension (bloc 26) ainsi que sur les rapports cycliques générés par les blocs 20.

Pour la structure à 1 bras chaque condensateur vaut 0,6mF avec une résistance en parallèle de 10kΩ. Les tensions  $V_{ch\ ref} = V_{Cb\ ref} = 300\text{ V}$ . Pour la structure à deux bras la valeur du condensateur est aussi égale à 0.6mF et la tension de référence est  $V_{C\ ref} = 300\text{V}$ . La tension du secteur est déséquilibrée et perturbée par un dispositif amplement expliqué en chapitre V. Sa valeur efficace au point  $P_{CC}$  est de

115V et la valeur efficace de la tension au point de livraison de l'énergie (la source) est de 234V. Les détails sur la charge seront aussi expliqués au chapitre suivant. Nous nous intéressons pour cette partie à voir le comportement de la régulation pour une charge donnée dont les formes du courant et celle de la tension avant filtrages sont montrées en figure IV.24.

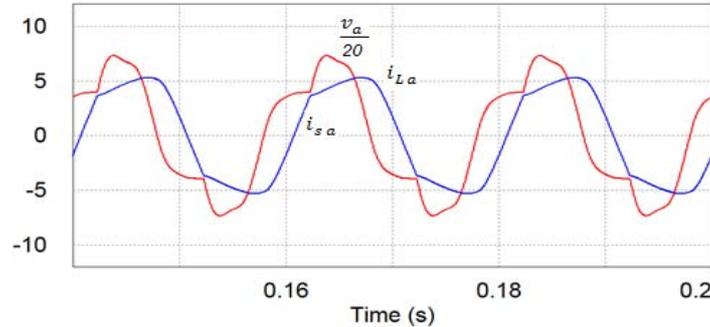


Figure IV.24. Tension déséquilibrée et courant dans la charge polluante.

Dans la figure IV.25, nous montrons l'évolution des grandeurs issues de la régulation des tensions pour les deux structures, tels que les courants  $I_{DC}$  et  $I_{perce}$  des figures IV.13 et IV.22.

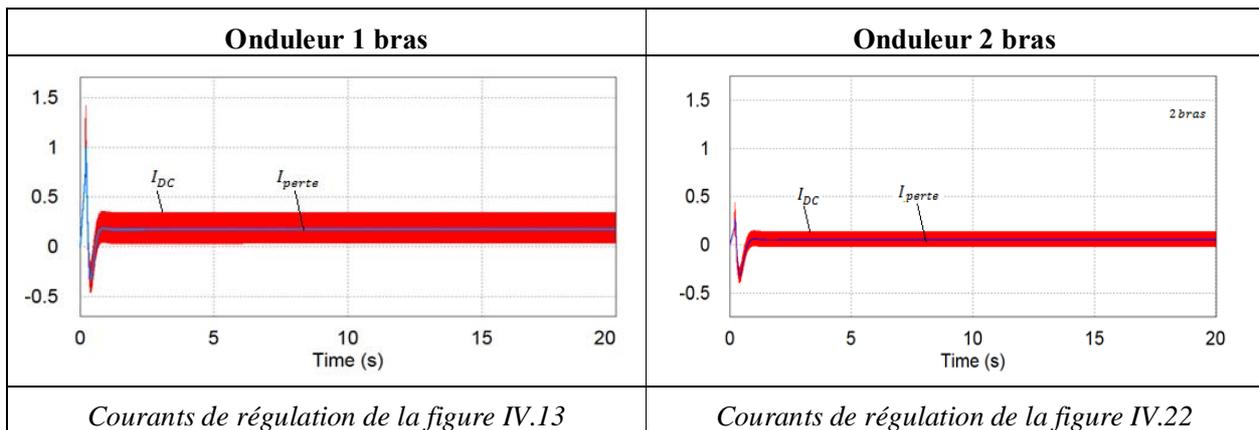


Figure IV.25. Dynamiques des courants de régulation

A noter que les pertes « réduites », dans le filtre actif, sont causées uniquement par les résistances d'équilibrage des tensions des condensateurs, unique charge consommatrice de puissance active dans le filtre. Les composants étant parfaits, ces pertes ne représentent nullement les vraies pertes dans le convertisseur lors de son fonctionnement réel mais nous avons adopté cette approche pour voir la réponse de la régulation pour les cas traités. Notre analyse sur ces grandeurs en découle.

De plus près, la figure IV.26 montre l'évolution des courants à la sortie des régulateurs. La figure IV.26.a est pour la structure à 1 bras, où il y a deux régulateurs avec les courants issus de la régulation du schéma de la figure IV.13. La figure IV.26.b est pour la structure à 2 bras où il y a un seul régulateur (figure IV.22). Ces figures montrent que le courant  $I_{DC}$  nécessaire à l'équilibrage de la tension du seul condensateur  $C$  dans la structure à 2 bras est 2 fois plus petit que le courant  $I_{DC}$  nécessaire à l'équilibrage des 2 condensateurs  $v_{Ch}$  et  $v_{Cb}$  dans la structure à 1 bras, parce qu'il y a une seule résistance d'équilibrage pour le même niveau de tension DC, alors la puissance appelée est divisée par 2 ( $P_R = \frac{V^2}{R}$ ).

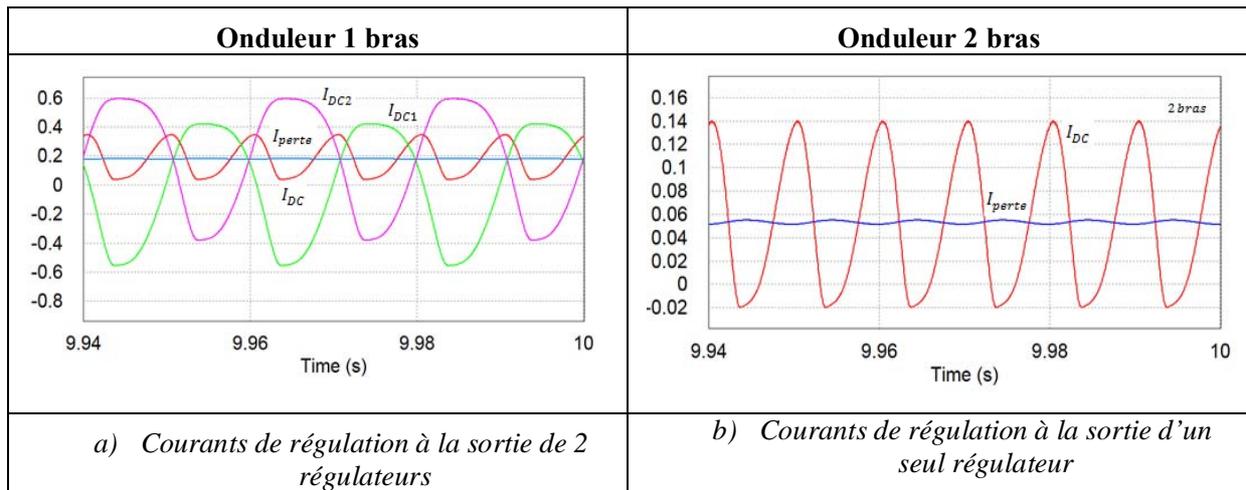


Figure IV.26. Courants issus des régulateurs

Après avoir déterminé le courant  $I_{perte}$  qui représente la valeur efficace du courant  $i_{perte a}$  absorbé par la source, nous montrerons sa forme dans les figures IV.27.a pour la structure 1 bras et IV.27.b pour la structure 2 bras. Ces courants sont bien en phase avec la grandeur fondamentale  $v_{fa}$  (présentée sur échelle réduite de 1/500) de la tension  $v_a$  au  $P_{CC}$ . Le courant pour 2 bras est nettement inférieur que celui pour 1 bras.

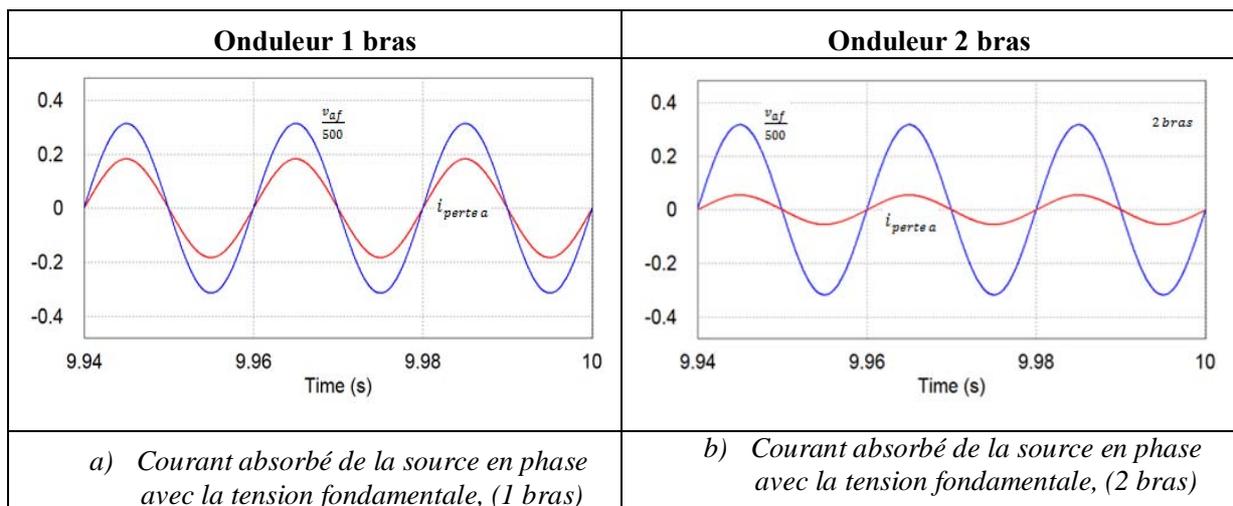


Figure IV.27. Courants,  $i_{perte a}$ , absorbés de la source en phase avec les tensions fondamentales

La régulation des tensions et du courant ainsi que la génération du rapport cyclique sont trois étapes indissociables dans l'algorithme de commande. Le manque de performances sur l'un affecte directement les autres et pouvant aller jusqu'à l'instabilité du système.

La figure IV.28 montre les formes des rapports cycliques générés par les blocs 20 d'après le modèle du convertisseur et de régulation des courants.

Or, quand les tensions du bus DC sont stabilisées autour de leur valeur de référence, soit  $v_0 = E$  et  $v_{cb} = v_{ch} = \frac{E}{2}$  pour la structure 1 bras, et  $v_c = \frac{E}{2}$  pour la structure 2 bras, les deux rapports cycliques deviennent égaux comme sur les figure IV.28.a et figure IV.28.b.

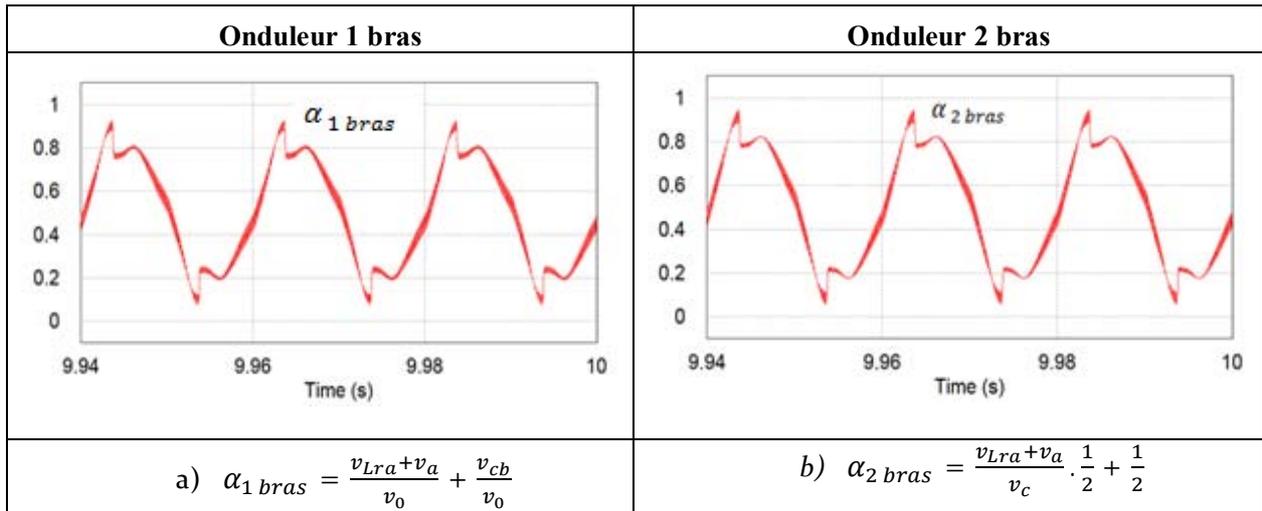


Figure IV.28. Rapports cycliques pour des tensions égales pour les condensateurs

Par contre, quand pour les deux structures les tensions totales du bus DC sont égales  $v_0 = v_c = E$  et  $v_{cb} = v_{ch} = \frac{E}{2}$ , il est clair d'après les équations (IV.12) et (IV.35) que le rapport cyclique pour la structure à 2 bras est plus petit que celui d'un seul bras. Ce qui permet, avec la même tension totale du bus DC d'avoir plus de possibilités de modulation avec la structure 2 bras qu'avec la structure 1 bras. La figure IV.29 montre les rapports cycliques dans cette situation. Ainsi les pertes augmentent de 4 fois (figure IV.27) car la tension a doublé aux bornes de la résistance ( $P_R = \frac{V^2}{R}$ ).

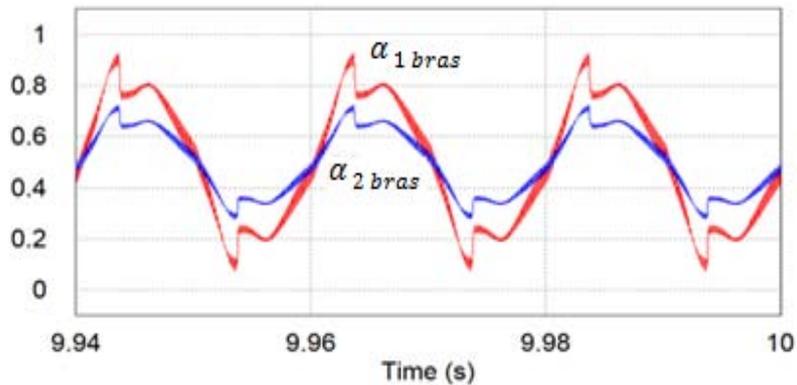


Figure IV.29. Rapports cycliques pour des tensions égales sur le bus DC pour les 2 structures.

Dans la figure IV.30, on montre le courant de référence  $i_{ra}(t)$  et le courant injecté par le filtre  $i_{fa}(t)$  pour les deux structures. Il n'y a pas lieu à différencier les courants, le courant du filtre suit parfaitement sa référence dans les 2 cas.

Le courant dans la source  $i_{sa}(t)$  est le résultat de l'algorithme d'extraction des courants de référence et de la régulation des tensions et courants dans chaque structure. Il est présenté à la figure IV.31 à côté du courant dans la charge  $i_{La}(t)$  avant filtrage et la tension  $v_a(t)$  au point  $P_{CC}$  (présentée sur échelle réduite de 1/20) dont la forme est moins perturbée mais non sinusoïdale. Ce point est développé en chapitre V et les raisons justifiées avec le modèle harmonique de la tension.

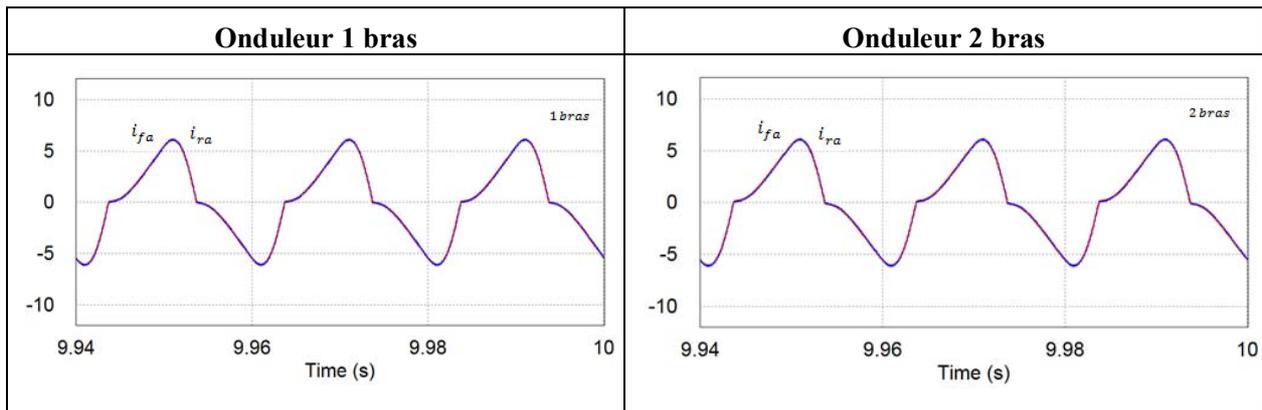


Figure IV.30. Courants du filtre et sa référence pour les deux structures

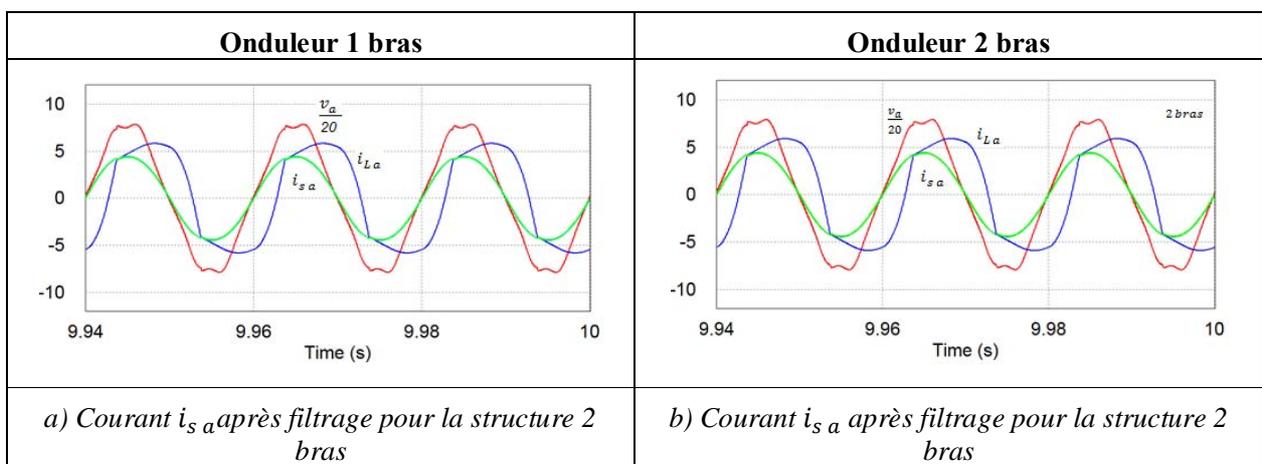


Figure IV.31. Courants dans la source après filtrage

Il est à signaler que le courant  $i_{s a}$  dans la source pour la structure 2 bras est légèrement plus petit que le courant dans la structure 1 bras et cela est lié, dans ce cas de figure, au courant  $i_{perte a}$  qui est plus petit, selon notre considération, pour les mêmes tensions du bus DC. Finalement, nous présentons, en figure IV.32, les tensions du bus DC bien régulées autour de leurs références.

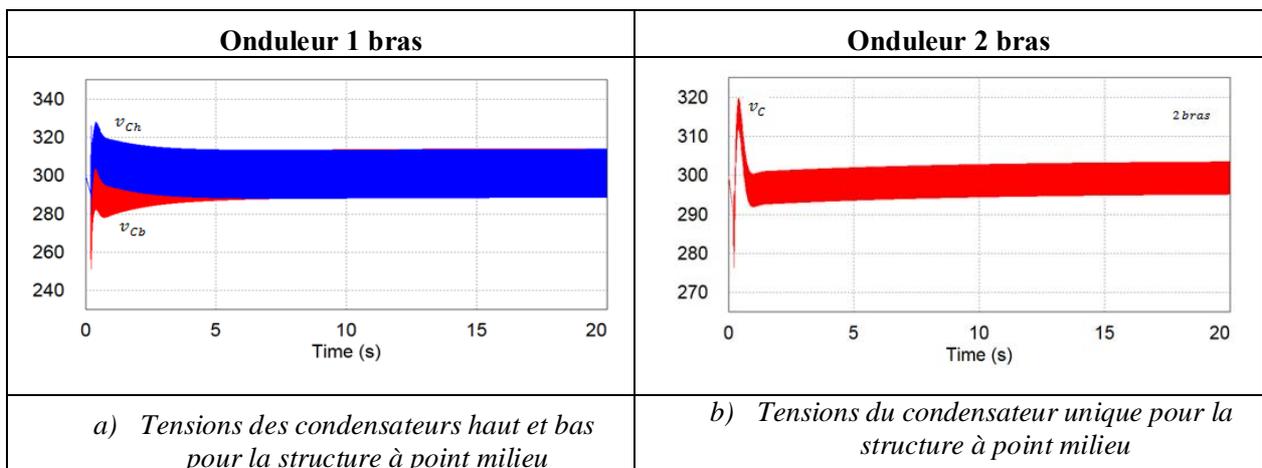


Figure IV.32. Tensions du bus DC pour les 2 structures

## IV-5 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE

Nous avons vu dans la partie qui précède la démarche nécessaire à la régulation du courant et de la tension ainsi que la génération du rapport cyclique basé sur la modélisation du convertisseur ce qui constitue une étape primordiale pour l'étude.

Dans cette partie nous allons nous concentrer sur la modélisation de structures triphasées à 3 et 4 fils sans trop développer les régulateurs des courants et tensions car ils sont basés sur les mêmes principes déjà montrés ci-avant. Néanmoins, nous signalons les différences induites par les montages triphasés à chaque fois que c'est nécessaire.

### IV-5-1 Modélisation de l'onduleur à 4 fils

Le schéma simplifié du filtre connecté au réseau est représenté en figure IV.33. Pour simplifier l'étude, nous considérons que les tensions du bus DC sont établies autour de leurs valeurs de référence.

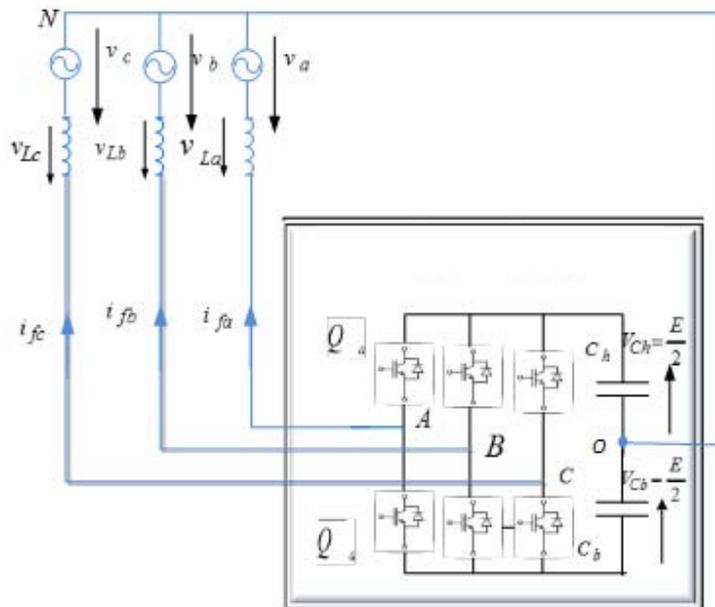


Figure IV.33. Schéma simplifié de l'onduleur triphasé connecté au réseau.

Comme le point milieu capacitif est relié au neutre du réseau, le système triphasé est équivalent à 3 systèmes monophasés. C'est-à-dire, chaque phase est traitée indépendamment des autres. Le système d'équations pour cette approche est déduit du schéma en figure IV.33. On obtient :

$$\begin{cases} v_{AO} = v_{La} + v_a \\ v_{BO} = v_{Lb} + v_b \\ v_{CO} = v_{Lc} + v_c \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

Lorsque,  $Q = 1$   $v_{AO} = \frac{E}{2}$  et quand  $Q = 0$   $v_{AO} = -\frac{E}{2}$ . On obtient :

$$\langle v_{AO} \rangle = \frac{E}{2} (2\alpha_a - 1) \quad (\text{IV.39})$$

Ou,  $\alpha_a$  est le rapport cyclique de commande pour la phase  $a$ . On obtient de même pour les tensions  $v_{BO}$  et  $v_{CO}$  avec les grandeurs  $\alpha_b$  et  $\alpha_c$ .

Cela nous emmène à la formulation du rapport cyclique nécessaire pour imposer une tension  $v_{La\ ref}$  aux bornes de l'inductance.  $\alpha_a = \frac{v_{La\ ref} + v_a}{E} + \frac{1}{2}$  qui est identique à celle dans (IV.12'). On en déduit pour le système triphasé que.

$$\begin{cases} \alpha_a = \frac{v_{La\ ref} + v_a}{E} + \frac{1}{2} \\ \alpha_b = \frac{v_{Lb\ ref} + v_b}{E} + \frac{1}{2} \\ \alpha_c = \frac{v_{Lc\ ref} + v_c}{E} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (IV.40)$$

Mais, pour le filtre actif, les courants de référence ne sont pas forcément égaux, et le filtre injecte des courants qui suivent les références donc inégaux. Par conséquent, les bobines traversées par ces courants génèrent des tensions inégales et les tensions aux bornes des bobines sont déséquilibrées. On note  $v_{OL}$  (IV.41) la composante homopolaire liée au déséquilibre des tensions des bobines. Cette tension existe dans le circuit du filtre et nous devons la compenser dans le rapport cyclique.

$$v_{OL} = \frac{v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc}}{3} \quad (IV.41)$$

Le déséquilibre lié à la source n'est pas pris en compte ici car c'est la méthode DCAP qui s'en charge lors de l'extraction des courants de référence. Il s'en suit que les rapports cycliques des blocs 20 du schéma en figure IV.34 s'écrivent.

$$\alpha_{a,b,c} = \frac{1}{2} + \frac{1}{E} (V_{Lref\ a,b,c} - V_{0\ Lref}) + \frac{v_{a,b,c}}{E} \quad (IV.)$$

$$\text{avec, } V_{0\ Lref} = \frac{V_{Lref\ a} + V_{Lref\ b} + V_{Lref\ c}}{3} \quad (IV.42')$$

Les 3 régulateurs du courant (bloc 21 x3) se calculent de la même façon qu'en monophasé. Le schéma de commande pour cette structure est sur la figure IV.34.



La régulation des tensions du bus DC diffère au niveau du gain en triphasé ou la puissance absorbée de la source s'opère avec trois courant égaux  $I_{fa} = I_{fb} = I_{fc} = I_f$  et qui sera partagée par les deux condensateurs ce qui donne pour chaque condensateur :

$$P_C = \frac{I_f(V_{fa}+V_{fb}+V_{fc})}{2} \quad (\text{IV.43})$$

Le schéma de la boucle de régulation de chaque tension des condensateurs est représenté en figure IV.35.

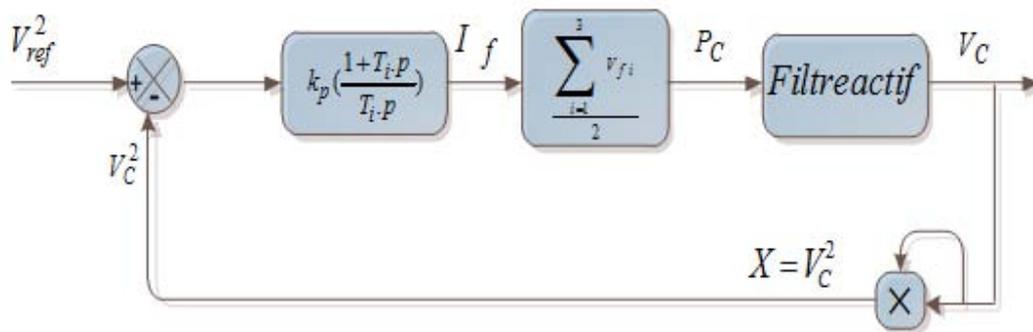


Figure IV.35. Boucle de régulation des tensions

Les 3 régulateurs du courant (bloc 21 x3) se calculent de la même façon qu'en monophasé. Le schéma de commande pour cette structure est sur la figure IV.34.

#### IV-5.1 Modélisation de l'onduleur à 3 fils

Le schéma simplifié du filtre connecté au réseau est représenté en figure IV.36. Comme pour le paragraphe précédent nous considérons que les tensions du bus DC sont établies autour de leurs valeurs de référence.

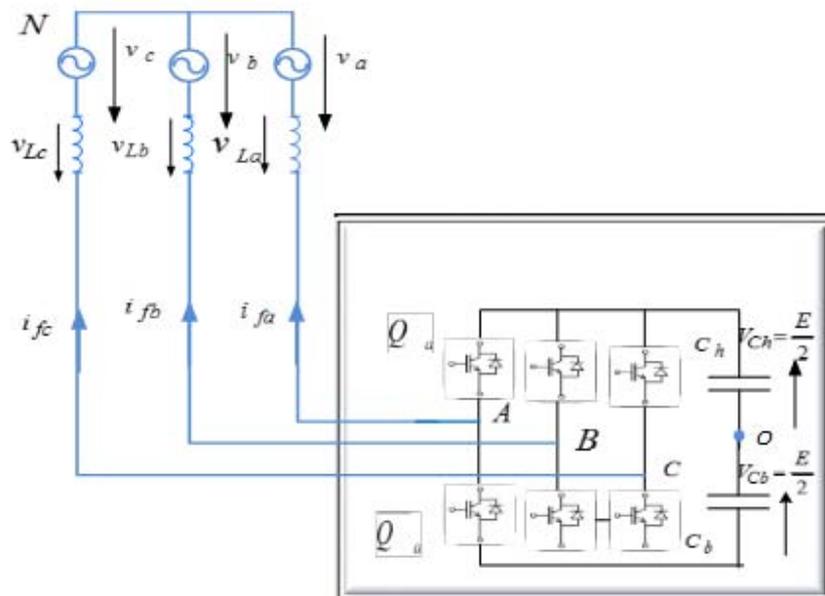


Figure IV.36. Schéma simplifié de l'onduleur à 3 bars, 3 fils, connecté au réseau

Pour cette structure, nous devons prendre en compte la tension  $v_{NO}$  entre le point neutre du réseau et le point milieu du bus DC. Le système d'équations pour cette approche est déduit du schéma. On obtient.

$$\begin{cases} v_{AO} = v_{La} + v_a + v_{NO} \\ v_{BO} = v_{Lb} + v_b + v_{NO} \\ v_{CO} = v_{Lc} + v_c + v_{NO} \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

Soit

$$\begin{cases} v_{AN} = v_{La} + v_a \\ v_{BN} = v_{Lb} + v_b \\ v_{CN} = v_{Lc} + v_c \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

Et les tensions  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$ ,  $v_{CN}$  sont liées aux rapports cycliques par :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.46})$$

Pour le fonctionnement en onduleur, ou les rapports cycliques sont prédéterminés pour avoir des courants sinusoïdaux en sortie de l'onduleur, la prise en compte de la tension  $v_{NO} = \frac{v_{mediane}}{2}$  permet d'augmenter la profondeur de modulation. Il n'est pas impératif de considérer cette tension si on ne souhaite pas étendre la zone de fonctionnement de l'onduleur. Quoi qu'il en soit on peut calculer les rapports cycliques nécessaires afin d'imposer les 3 tensions aux bornes des inductances :

$$\begin{cases} \alpha_a = \frac{v_{ANref}}{E} + \frac{1}{2} \\ \alpha_b = \frac{v_{BNref}}{E} + \frac{1}{2} \\ \alpha_c = \frac{v_{CNref}}{E} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

$$\text{Avec } v_{kNref} = v_{kLref} - v_{OLref} + \frac{V_{med}}{2} \quad (\text{IV.46}')$$

Le schéma de la boucle de régulation de tension reste le même que le précédent vu que nous réglons deux tensions. Les 3 régulateurs du courant (bloc 21 x3) se calculent de la même façon qu'en monophasé.

Le schéma de commande pour cette structure est sur la figure IV.37.

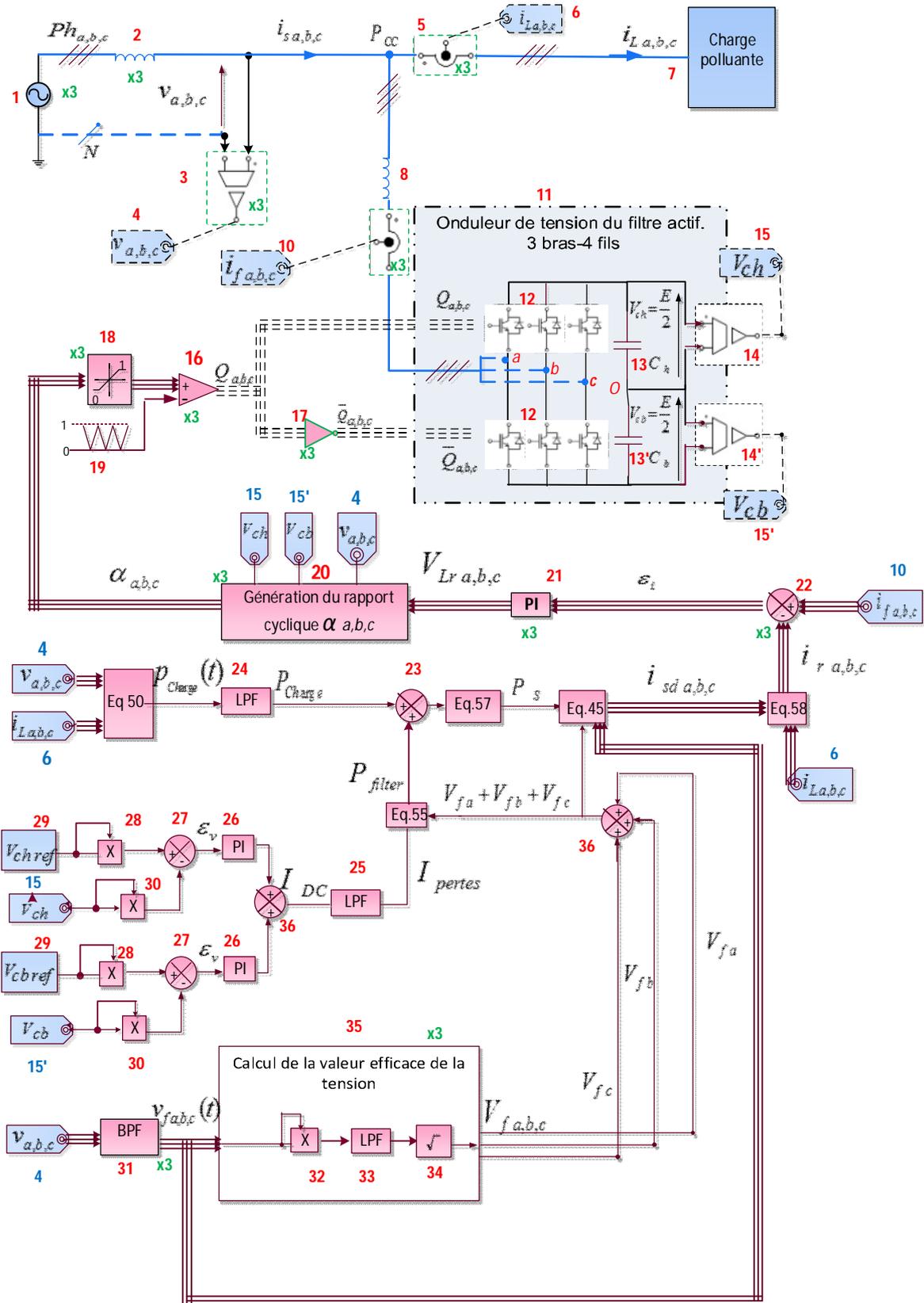


Figure IV.37. Schéma de commande et de puissance du filtre actif triphasé 3 bras

## IV-6 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les principes pour la modélisation des structures de l'onduleur dans son application en filtrage actif sur un réseau monophasé ou triphasé permettant ainsi de faire la synthèse des lois de commande c'est-à-dire le calcul en ligne des rapports cycliques de commande.

Pour les 4 structures étudiées, nous avons développé les blocs descriptifs pour les régulateurs de tension et des courants ainsi que leurs paramétrages. Nous avons effectué des simulations pour comparer les résultats des blocs opératoires de régulation en monophasé qui se sont montrés très précis pour le suivi de la référence des courants ou par la régulation des tensions du bus DC. Nous avons par la suite appliqué le même principe sur les structures triphasées.

Nous avons effectué la modélisation des structures triphasées en tenant compte de la composante homopolaire des tensions des bobines du filtre comme étant une perturbation à compenser par le rapport cyclique.



# **CHAPITRE V**

## ***Implantation et validation expérimentale. Evaluation comparative des méthodes.***

## *Sommaire*

<b>INTRODUCTION</b>	141
<i>Partie A : Description technique du montage du filtre actif triphasé 3 bras, 3 fils</i>	142
<b>V-A DESCRIPTION DU CIRCUIT D'EXPERIMENTATION DU FILTRE TRIPHASE SUR UN RESEAU 3 FILS</b>	142
V-A-1 Descriptif du matériel de base utilisé	143
V-A-2 Procédé de déséquilibre des tensions aux points $P_{cc}$	145
V-A-3 Schéma descriptif de la commande par Dspace	146
V-A-4 Modèle Simulink et génération des Rapport Cycliques de référence	147
V-A-5 Expérimentation et Control Desk	148
<i>Partie B : Etude des tensions perturbées et déséquilibrées avant et après le filtrage</i>	150
<b>V-B-I PROBLEMATIQUE</b>	150
<b>V-B-II FORMES D'ONDES DES TENSIONS A VIDE ET EN CHARGE</b>	150
V-B-II-1 Tensions à « vide » : filtre et charge déconnectés (K1 et K2 ouverts)	150
V-B-II-2 Tensions en « charge » : filtre déconnecté et charge connectée (K1 ouvert et K2 fermé)	151
V-B-II-3 Tensions lors du filtrage: filtre et charge connectés (K1 et K2 fermés)	152
V-B-II-4 Conclusion	152
<i>Partie C : Validation du modèle de simulation. Comparaison avec les résultats expérimentaux</i>	153
<b>V-C-I INTRODUCTION</b>	153
<b>V-C-II VALIDATION DU MODELE DE SIMULATION</b>	153
V-C-II-1 Validation du modèle avant filtrage	153
V-C-II-2 Validation de la méthode DCAP après filtrage	155
V-C-II-3 Validation de la méthode $p-q$ originale	156
V-C-II-4 Validation de la méthode $p-q$ modifiée	157
V-C-II-5 Validation de la méthode $p-q-r$	158
V-C-II-6 Conclusion	159
<i>Partie D : Evaluation comparative entre les méthodes : Qualité de puissance</i>	160
<b>V-D-I INTRODUCTION</b>	160
<b>V-D-II COMPARAISON DES PERFORMANCES SUR UN RESEAU 3 FILS.</b>	160

V-D-II-1 Etat du lieu initial. Formes d'ondes et bilan de puissance.	160
V-D-II-2 Comparaison des formes d'ondes et valeurs efficaces	162
V-D-II-3 Comparaison des THD	163
V-D-II-4 Comparaison des taux de déséquilibre inverse	164
V-D-II-5 Comparaison des puissances et des Facteurs de Puissances FP	165
V-D-II-6 Comparaison des DPF ou $\cos_{\varphi}$ ( $\cos_{\varphi 1}$ )	166
V-D-II-7 Comparaison du nombre d'opérations mathématiques pour chaque méthode	167
V-D-II-8 conclusion	167
<b>V-D-III COMPARAISON DES PERFORMANCES SUR UN RESEAU 4 FILS.</b>	168
V-D- III-1 Etat des lieux initial. Formes d'ondes et bilan de puissance.	168
V-D- III-2 Comparaison des formes d'ondes, valeurs efficaces et courants dans le neutre	171
V-D- III-3 Comparaison des THD	172
V-D- III-4 Comparaison des taux de déséquilibre inverse et homopolaire	173
V-D- III-5 Comparaison et analyse de la compensation des puissances réactives.	174
V-D- III-6 Comparaison des Facteurs de Puissances FP	176
V-D- III-7 Comparaison des DPF ou $\cos_{\varphi}$ ( $\cos_{\varphi 1}$ )	176
V-D- III-8 Conclusion	177
<b>V-D-IV APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN RESEAU MONOPHASE.</b>	178
V-D-IV-1 Filtre actif 1 bras et neutre connecté au point milieu du bus DC	178
<i>V-D- IV-1.1 Caractéristiques des réseaux déséquilibrés avant et après le filtrage.</i>	178
<i>V-D- IV-1.2 Résultats du filtrage pour l'onduleur 1 bras.</i>	181
<i>V-D- IV-1.3 Puissance équilibrante entre la source du réseau et la source du filtre</i>	182
V-D-IV-2 Filtre actif 2 bras	183
V-D-IV-3 Conclusion	185
<b>V-D-V CONCLUSION SUR LE CHAPITRE</b>	185

## INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la validation des travaux effectués sur un réseau fortement déséquilibré et perturbé en tension. Or, Le déséquilibre est obtenu en rajoutant de fortes impédances de valeurs différentes entre le point de livraison de l'énergie du secteur (EDF) et le point de raccordement du filtre ( $P_{CC}$ ), sur chaque ligne de phase, créant ainsi des fortes chutes de tension de valeurs différentes, induisant en conséquence des valeurs efficaces de tension différentes sur chacune des phases. Quant aux perturbations des tensions, elles sont dues, d'une part, aux perturbations initiales des tensions du secteur, qui, lorsqu'elles subissent des chutes de tension voient leur THD augmenter et d'autre part à la circulation des courants harmoniques de la charge dans les impédances de ligne différentes.

Nous avons alors créé par ce procédé un environnement très perturbé et déséquilibré pour les tensions ( $THD = 25\%$ ), ce qui nous a permis de travailler dans des conditions compatibles avec notre objectif afin de valider notre méthode et de la comparer avec 3 autres méthodes dans les mêmes conditions. De plus, nous avons obtenu, par ce moyen de déséquilibre, un niveau de tension réduit qui nous a facilité la connexion directe du filtre sans adapter les tensions avec un transformateur.

Les travaux expérimentaux sur un réseau fortement déséquilibré en tensions ( $THD = 25\%$ ), ne sont pas communs dans la littérature voir même inexistant pour les conditions que nous nous sommes imposées. Alors, dans un souci de clarté de présentation en relation avec cette particularité, nous avons scindé ce chapitre en quatre parties :

La première partie (partie A) porte sur la présentation du montage, du circuit de puissance et de commande, réalisé pour le filtrage triphasé 3 bras sans neutre et la description du matériel nécessaire à nos essais ainsi qu'une description suffisante sur le procédé de déséquilibre et de perturbation des tensions.

La deuxième partie (partie B) est consacrée à une étude « anticipative » sur l'évolution des tensions déséquilibrées et perturbées avant et après le filtrage.

La troisième partie (partie C) concerne la validation du modèle de simulation adopté pour l'étude du système en comparant qualitativement les résultats expérimentaux et de simulation pour les formes des courants et tensions avant et après le filtrage pour les quatre méthodes puis quantitativement, en comparant le THD et les valeurs efficaces des grandeurs électriques pour l'expérimentation et la simulation.

La quatrième partie (partie D) est consacrée à la comparaison des résultats expérimentaux après le filtrage et l'évaluation des performances pour les 4 méthodes. On s'intéresse plus particulièrement pour cette comparaison aux résultats après le filtrage pour:

- 1- Le taux de déséquilibre des courants de source basé sur la norme EN50160
- 2- Les valeurs efficaces des courants de source sur les trois phases.
- 3- Le Taux de Distorsion Harmonique global des courants de source
- 4- La puissance active fournie par la source
- 5- Le déplacement du Facteur de Puissance ou  $\cos_{\phi 1}$  (DPF pour Displacement of Power Factor)
- 6- Le Facteur de Puissance

Ensuite nous présenterons les résultats pour le filtrage triphasé sur un réseau 4 fils avec un filtre à 3 bras et un neutre lié au point milieu du bus DC ainsi que les résultats de la méthode lors de son application en monophasé pour les structures de l'onduleur avec deux bras et onduleur un bras plus neutre lié au point milieu du bus DC.

## Partie A

### Description technique du montage du filtre actif triphasé 3 bras, 3 fils

#### V-A-I DESCRIPTION DU CIRCUIT D'EXPERIMENTATION DU FILTRE TRIPHASE SUR UN RESEAU 3 FILS

La figure V.1 représente le schéma simplifié du circuit électrique de puissance de l'ensemble réseau triphasé sans neutre-charge-filtre triphasé à 3 bras.

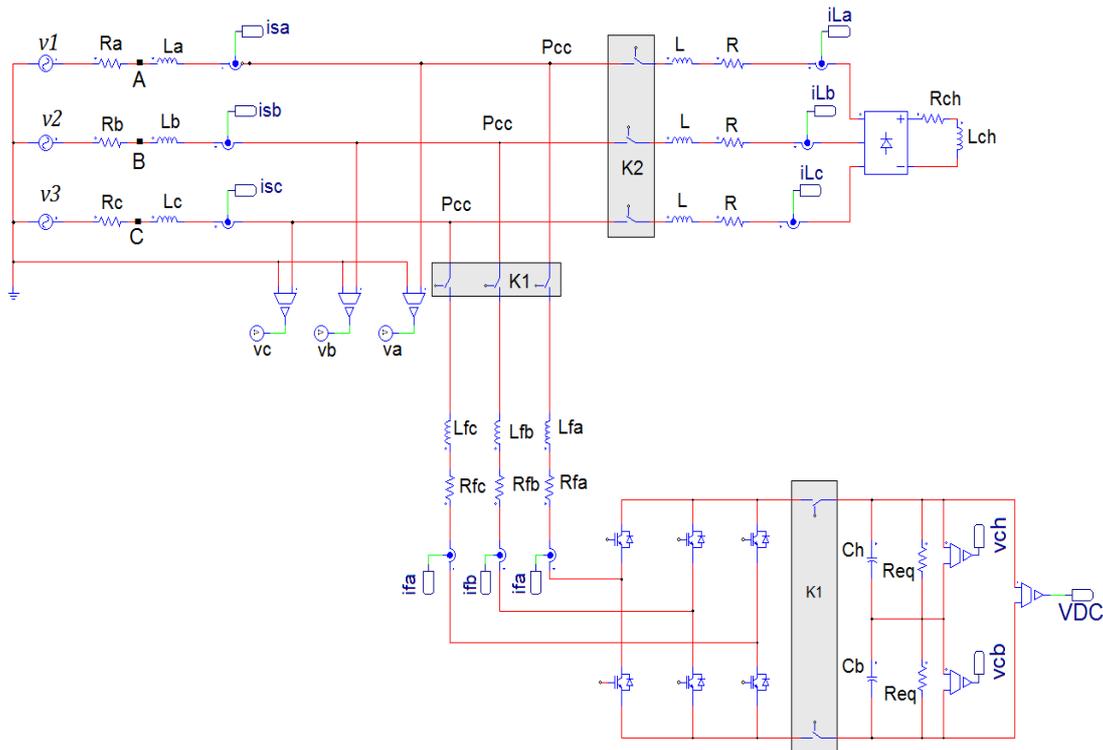


Figure V.1. Schéma du circuit électrique de puissance pour le filtre triphasé sans neutre connecté au réseau 3 fils.

Un réseau triphasé, sans neutre connecté, de tensions  $v_1$ ,  $v_2$ , et  $v_3$ , alimente une charge polluante à travers 3 « fortes » résistances de lignes de valeurs différentes ( $R_a=44,4$   $\Omega$ ,  $R_b=35$   $\Omega$  et  $R_c=38,3$   $\Omega$ ) en série chacune avec une inductance aussi de valeurs différentes ( $L_a=45$   $\mu$ H,  $L_b=20$   $\mu$ H et  $L_c=21$   $\mu$ H).

La charge polluante, connectée au réseau par le contacteur  $K_2$ , est constituée d'un pont triphasé à diodes qui alimente une charge  $R_{ch}=40,4$   $\Omega$  et  $L_{ch}=27,67$  mH. Trois impédances identiques  $L=6,7$  mH,  $R=0,5$   $\Omega$  sont placées à l'entrée du pont sur les trois phases.

Un filtre actif (3 bras sans neutre) est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un contacteur  $K_1$ . Les bobines du filtre sont de valeurs différentes ( $L_{fa}=12,81$  mH,  $L_{fb}=13,72$  mH et  $L_{fc}=10,6$  mH) avec leurs résistances en série ( $R_{fa}=0,5$   $\Omega$ ,  $R_{fb}=0,6$   $\Omega$  et  $R_{fc}=0,3$   $\Omega$ ). La tension du bus DC est de 650V. Chaque condensateur supporte  $400V_{maxi}$  d'où la présence de 2 condensateurs en série. Les condensateurs valent  $C_h=C_b=0,6$  mF. Les résistances d'équilibrage  $R_{eq}$  sont de 10 k $\Omega$  chacune. Les points A, B, C sont des points de repère dans le circuit dont on fera référence dans la suite du document.

Le schéma du montage pratique est fourni à la figure V.2.

Il représente les éléments constitutifs du montage tels que le module Dspace 1005 central communicant avec un ordinateur, le filtre actif connecté au réseau par l'intermédiaire de bobines du filtre, les résistances de déséquilibre et de perturbation, la charge et les appareils de mesure utilisés.

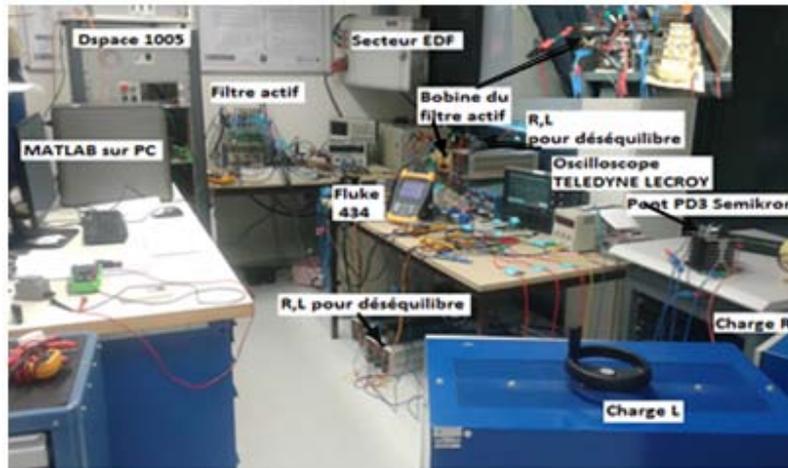


Figure V.2. Schéma du banc d'essai du montage

#### V-A-1 Descriptif du matériel de base utilisé

Le montage pratique se divise en différents modules comme le module de commande numérique en temps réel (Dspace et FPGA), le module de puissance (filtre, charge, réseau) et les modules de mesures et d'acquisitions de données associés aux capteurs de tensions et courants. Le dispositif est équipé d'un analyseur permettant de caractériser les performances tant sur le plan du fondamental que des harmoniques.

La carte Dspace 1005 (figure V.3.a) constitue l'unité centrale de calcul en temps réel, elle dispose d'un processeur PowerPC750GX cadencé à 1 GHz. Cette carte est associée au module DS4003 (figure V.3.b) munie de 3x32 Entrée/ Sortie (E/S) digital- 32 bits avec temps de conversion 800ns. Le module Ds4003 communique avec les autres périphériques tel que le DS2004 qui est une carte analogique, pour l'acquisition des mesures, avec 16 Convertisseurs Analogique Numérique (C.A.N) différentiels rapides (résolution sur 16 bits-temps de conversion 800 ns). Les mesures des 3 courants de la charge, des 3 courants du filtre, des 3 tensions alternatives aux points  $P_{CC}$  en plus des 2 tensions du bus DC arrivent sur cette carte (figure V.3.c). Nous avons en tout 11 mesures disponibles.



Figure V.3. Éléments pour la commande numérique

Les entrées physiques à la carte DS2004 (courants et tensions), sont converties et transférées à la carte DS4003, ensuite récupérées dans le modèle Simulink via les blocs DS2004ADC dédiés. Après traitement de l’algorithme de commande dans Matlab/Simulink, les sorties sont liées au module DS4003 via les blocs DS4003OUT (figure V.3.d). La version Matlab 7.1.0.246 R14 (service pack 3) est utilisée sur un ordinateur d’unité principale Pentium 4 (3.4 GHz, 3.5Go de RAM) et un système d’exploitation Microsoft Windows XP Professionnel V2012 Service Pack 3.

Les courants sont mesurés avec des capteurs à base d’un TC (Transformateur de Courant) du type LEM LA55P/PS1 associé à une carte d’alimentation et d’adaptation des mesures (monté au LAPLACE) comme montré sur la figure V.4.a. Avant la connexion à la DS2004 ces courants du filtre actif  $i_{f_{a,b,c}}$  passent par un filtre RC en figures V.4.a et V.4.b ( $R=50k\Omega$ ,  $C=1nF$ ,  $f_c = 3183Hz$ ) qui filtre les perturbations haute fréquence (supérieure à la bande passante du régulateur du courant  $f_{BP} = 3kHz$ ) lors de lecture du courant du filtre actif. Les courants de la charge  $i_{a,b,c}(t)$  ne sont pas filtrés. Les sondes pour les tensions du secteur sont du Type LANGLOIS ISOL 601 en figure V.4.c et les capteurs différentiels de tensions du bus DC sont présentés en figure V.4.d (LAPLACE).

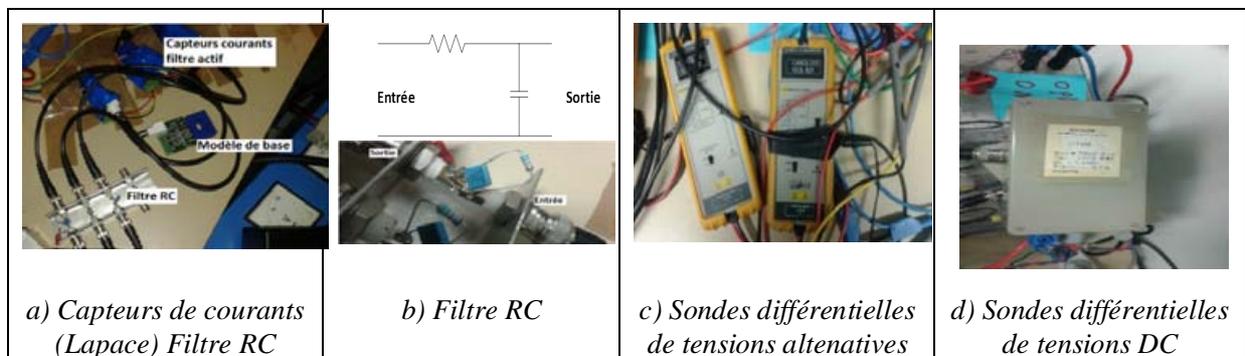


Figure V.4. Capteurs de mesures

Il est utile de signaler que Dspace possède un module DS5101 dédié à la commande MLI de l’onduleur qui permet de générer les signaux (TTL) avec une résolution de 25ns. Mais dans notre cas, nous n’avons pas choisi cette solution, par contre nous avons utilisé une carte FPGA programmée pour assurer la génération des signaux de la MLI. La Carte FPGA est de type Deo Nano-Altera Cyclone IVEP4CE22F17C6N. Or, cette carte reçoit les sorties du modèle Simulink (les rapports cycliques de références) via le module Ds4003 (figure V.5.a). Ces signaux sont comparés à trois porteuses triangulaires dans FPGA donnant les signaux de la MLI.

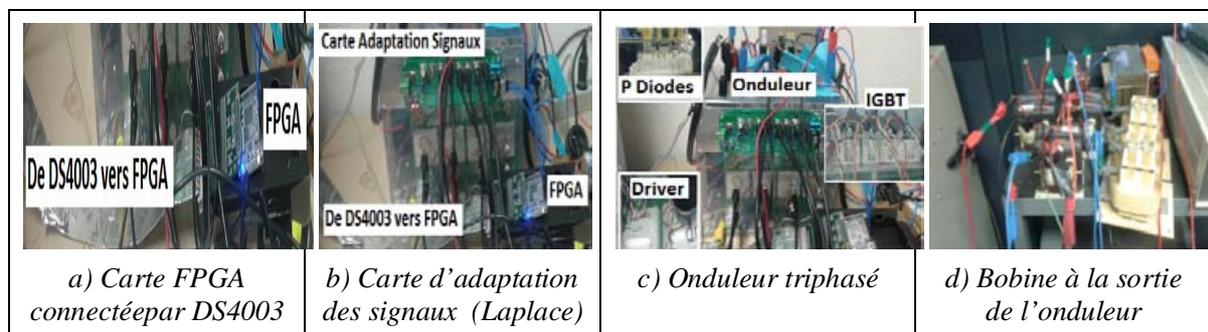


Figure V.5. Représentation de la partie du filtre : Commande et puissance

Notre fréquence de découpage est  $f_d=10$  kHz. Les porteuses sont générées dans le FPGA sur 10bits, alors notre vraie fréquence de découpage est de  $10 \text{ kHz}/1024=9765.6\text{Hz}$ . La période d'échantillonnage  $T_e$  prise égale à la période de découpage  $T_d$  du système est donc  $T_e = T_d = \frac{1}{f_d} = 102.4 \mu\text{s}$ .

Les signaux d'entrée du FPGA (les rapports cycliques) sont envoyés depuis Matlab/Simulink sur 8 bits. L'adaptation du registre de l'écriture est faite dans le FPGA. A la sortie du FPGA les signaux de commande MLI ont des modules 0-5V, alors une carte, en figure V.5.b, d'adaptation des modules (plus inversion des signaux) est nécessaire (réalisée au LAPLACE) afin de fournir les amplitudes 0-15V nécessaires aux unités de commande (Drivers) des composants IGBT. L'onduleur triphasé SEMIKRON, figure V.5.c, constitué de 3 modules IGBT-SKM50GB123 D (1200V, 50A), il peut être connecté à un réseau de tensions 3x400V. Les IGBT sont pilotés par leurs unités de commande (Drivers) (Réf : SKHI 22A). Les temps morts sont générés par les unités de commande des IGBT et sont égaux à  $2\mu\text{s}$  selon les spécifications techniques du module. L'onduleur possède à son entrée un pont à diodes triphasé (Réf : SKD 51/14 035012P). L'onduleur est connecté au réseau via les bobines de la figure V.5.d qui ne sont pas identiques dans notre cas et valent respectivement  $L_{fa} = 12.75\text{mH}$ ,  $L_{fb} = 13.5\text{mH}$ ,  $L_{fc} = 10.77\text{mH}$ . Les condensateurs de stockage sur le bus DC sont du type électrolytique FELSIC 85 LP, de tensions DC maximale de 500V et de valeur moyenne de  $C_{\text{eq}}=0.6 \text{ mF}$ . La tension du bus DC est de 650V.

#### V-A-2 Procédé de déséquilibre des tensions aux points $P_{cc}$

Nous avons procédé ensuite au déséquilibre des tensions  $v_{a,b,c}$  aux points  $P_{cc}$  en insérant en série, entre les points de livraison de l'énergie du secteur (au niveau des tensions  $v_{1,2,3}$ ) et les points  $P_{cc}$ , les impédances  $R_{a,b,c}$ ,  $L_{a,b,c}$  comme dans la figure V.6.a. Les résistances utilisées sont de type RSO (Vishay Sfernice) 50x373 mm, 1000 W<sub>25°</sub> en figure V.6.b. Le schéma de la figure V.6.c correspond au modèle expérimental.

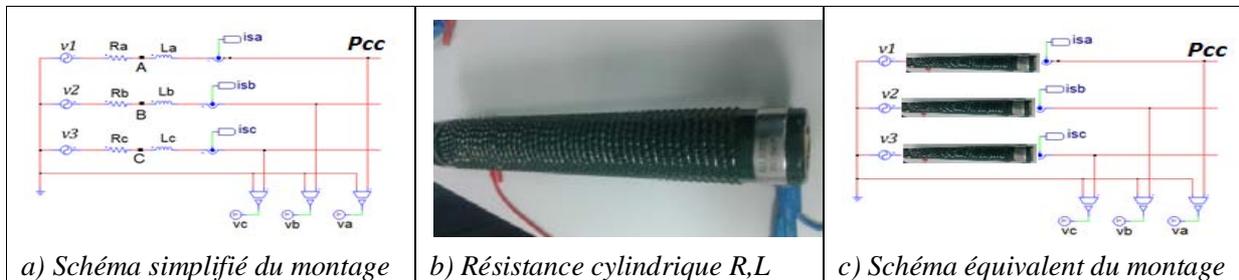


Figure V.6. Représentation des schémas de déséquilibre aux points  $P_{cc}$ .

Le déséquilibre est obtenu de la sorte : Lorsque les courants sinusoïdaux équilibrés (courants désirés  $i_{sa,b,c}$  selon notre méthode) passent dans les résistances et les inductances, des chutes de tensions très fortes sont causées par  $R_{a,b,c}$  (plus particulièrement) et  $L_{a,b,c}$  sur les tensions  $v_{1,2,3}(t)$ , et comme les résistances ne sont pas égales alors les chutes de tension ne sont pas égales et le déséquilibre est créé aux points  $P_{cc}$ . Les tensions  $v_{a,b,c}(t)$  déséquilibrées et perturbées aux points  $P_{cc}$  sont illustrées sur la figure V.7.

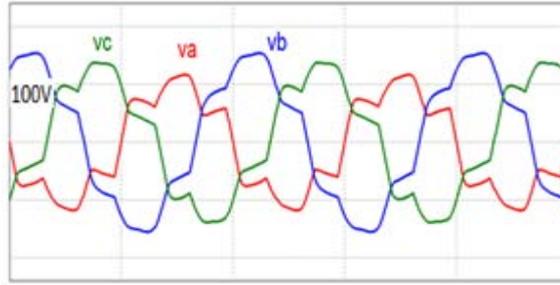


Figure V.7 Tensions déséquilibrées et perturbées aux points  $P_{cc}$

Quant aux perturbations harmoniques des tensions elles sont fortement liées aux perturbations initiales des tensions  $v_{1,2,3}(t)$ . On reviendra sur ce point dans la suite de notre travail avec de plus amples explications.

### V-A-3 Schéma descriptif de la commande par Dspace

Le schéma global de la commande du système est présenté en figure V.8.

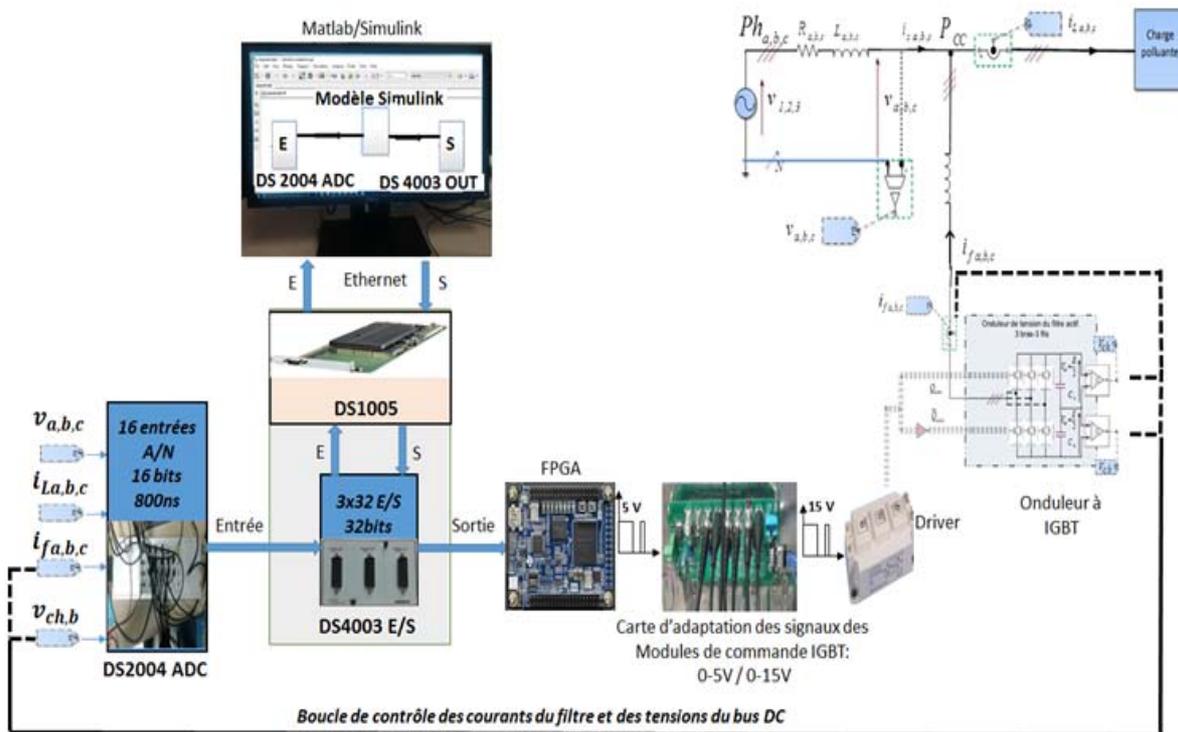


Figure V.8. Synoptique du schéma de commande du filtre actif

A partir du montage physique de la partie puissance, les courants  $i_{La,b,c}(t)$  de charge, les courants  $i_{fa,b,c}(t)$  du filtre, les tensions  $v_{a,b,c}(t)$  aux points de raccordement du filtre, et les tensions  $v_{Ch}(t)$  et  $v_{Cb}(t)$  du bus DC sont mesurées et arrivent à la carte DS2004. Une fois convertis (CAN), ils arrivent à la carte d'Entrée/Sortie DS4003 qui les transfère à la carte centrale DS1005. Cette dernière communique avec l'ordinateur par la voie d'un protocole Ethernet et les grandeurs analogiques mesurées et converties numériquement sont introduites dans le modèle Matlab/Simulink par les blocs DS2004ADC (après une adaptation du gain). A l'issue de l'exécution du modèle dans Matlab/Simulink, les sorties voulues sont envoyées par les blocs numériques DS4003OUT via Dspace1005 à la carte E/S numériques DS4003. Le

FPGA reçoit ces signaux de référence à comparer avec les porteuses triangulaires générées dans le FPGA afin de générer les signaux de commande MLI. A la sortie du FPGA les signaux de commandes sont de module 0-5V, ils seront ensuite inversés et adaptés en module par la carte d'adaptation des signaux et inversés pour être envoyés aux drivers des IGBT. Le temps mort entre la commande des IGBT du même bras de l'onduleur (commande complémentaire) est généré par les drivers qui commandent les composants IGBT de puissance. Jusque-là, c'est une commande en boucle ouverte.

Or, les courants  $i_{fa,b,c}(t)$  du filtre devraient suivre leurs courants de référence  $i_{fra,b,c}(t)$  générés par la méthode, et les tensions du bus DC devraient être régulées à leurs valeurs de référence fixées. Pour cela, une boucle de contrôle et de régulation est introduite dans le schéma pour contrôler le fonctionnement en boucle fermée du système à l'aide de Matlab/Simulink.

La boucle de régulation des tensions et courants sur le schéma descriptif ci-haut signifie que le système fonctionne en boucle fermée afin de réguler les valeurs. Les grandeurs  $v_{a,b,c}(t)$  et  $i_{La,b,c}(t)$  sont uniquement des entrées du système. La description des régulateurs de tensions et courant a été faite en Ch. IV.

#### V-A-4 Modèle Simulink et génération des Rapport Cycliques de référence

La commande de l'onduleur est faite à partir des signaux MLI issus de la comparaison des porteuses triangulaires avec des signaux de référence qui ne sont que les rapports cycliques  $RC_{a,b,c} = \alpha_{a,b,c}$  de référence formulés au Chapitre IV. Le schéma simplifié de la figure V.9 est le synoptique de génération des grandeurs de référence  $\alpha_{a,b,c}$  écrits sur 8 bits et envoyés à la carte FPGA via le bloc DS4003OUT du module DS4003.

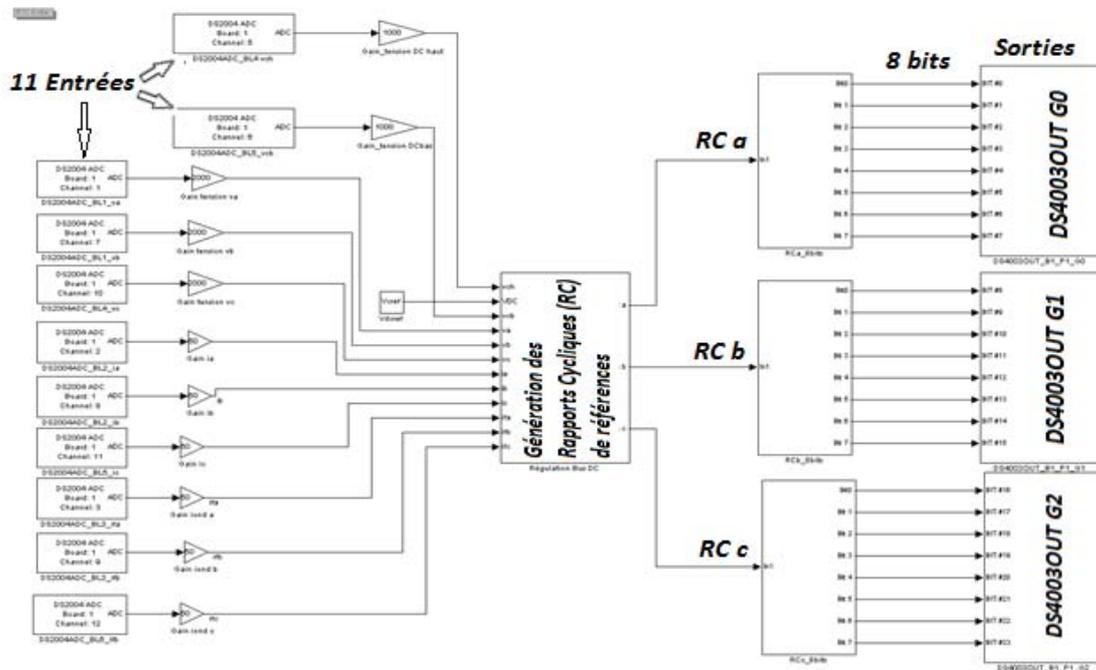


Figure V.9. Synoptique de commande dans Simulink

### V-A-5 Expérimentation et Control Desk

Le contrôle de l'expérimentation en temps réel se déroule dans la fenêtre de visualisation de Control Desk (figure V.10), qui est une unité liée à Dspace et qui joue le rôle d'interface entre le modèle dans Simulink et l'utilisateur. On peut alors visualiser et même faire varier en temps réel les grandeurs de référence existantes déjà dans Simulink telle que la tension de référence du bus DC ou bien agir sur la commande dans un état marche/arrêt. Elle permet alors de superviser les grandeurs et de réaliser la commande de protection appropriée autant que nécessaire.

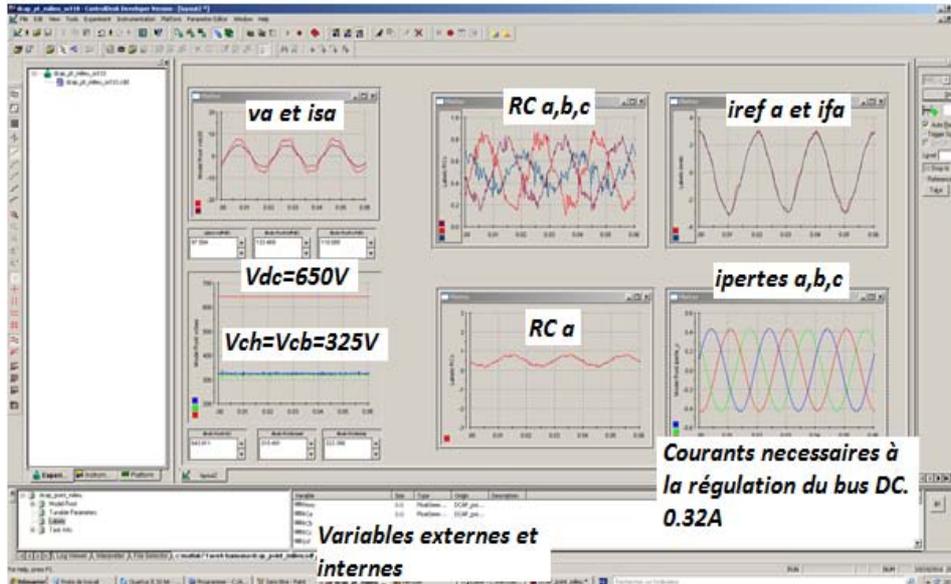


Figure V.10. Fenêtre de visualisation dans Control Desk

Le modèle de Simulink est généré en tant que fichier RTI (Real Time Interface) assisté depuis le Control Desk. Dans les fichiers d'expérimentation existe toutes les variables externes comme les grandeurs mesurées mais aussi toutes les variables internes générées dans l'algorithme de commande. Dans la figure 10, on montre, à titre d'exemple, les grandeurs externes mesurées comme la tension  $v_a$  et le courant  $i_{sa}$ , les tensions du bus DC  $v_{dc}$ ,  $v_{ch}$  et  $v_{cb}$  ainsi que le courant du filtre  $i_{fa}$  et aussi les grandeurs générées par le modèle Simulink comme le courant de référence  $i_{refa}$  comparé au courant  $i_{fa}$ , les rapports cycliques  $RC_{a,b,c}$  et le système des courants sinusoïdaux  $i_{pertesa,b,c}$  absorbés de la source et qui sont liés à la régulation des tensions DC. Leurs valeurs maximales sont égales à 0.32A valant 147w, ce qui représente les pertes dans le filtre.

Les données de ces grandeurs peuvent être enregistrées depuis le control Desk dans un fichier Matlab (figure V.11).

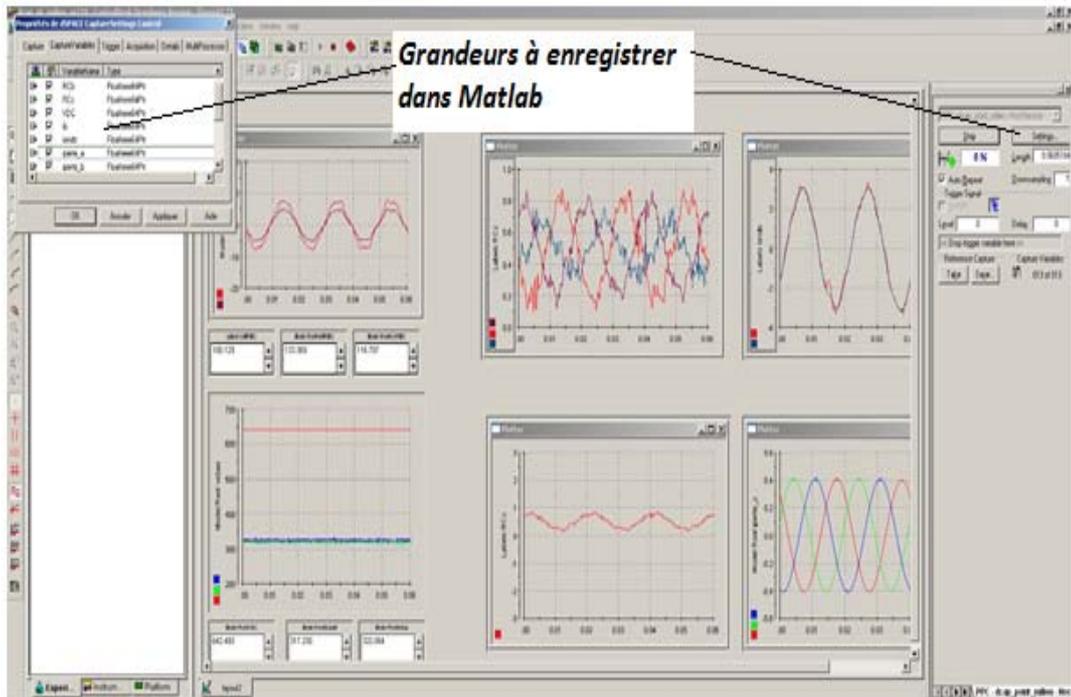


Figure V.11. Enregistrement des grandeurs de l'expérience

La base de temps de l'enregistrement est réglable depuis l'interface et peut aller à plusieurs dizaines de secondes (selon la capacité de la machine) comme dans la figure V.12.

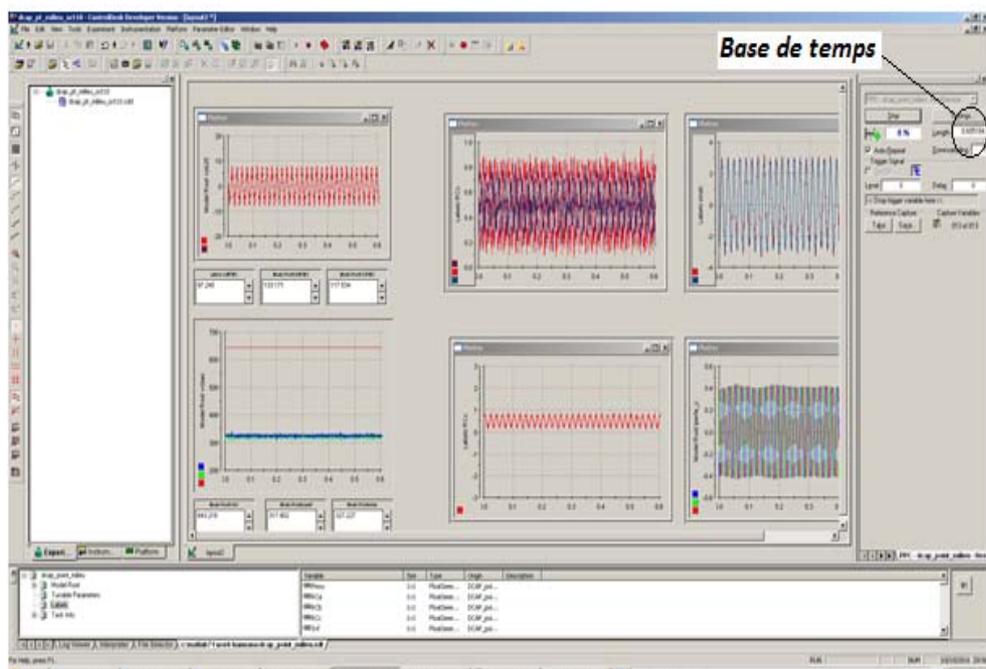


Figure V.12. Changement de la base de temps

## Partie B

### Etude des tensions perturbées et déséquilibrées avant et après le filtrage

#### V-B-I PROBLEMATIQUE

La création des perturbations harmoniques en courant est très aisée à faire avec des charges non linéaires, tandis que la création d'un déséquilibre fort et des perturbations en tension au point de livraison de l'énergie sur le réseau électrique existant (EDF) n'est pas évident avec une faible charge (cas du laboratoire) et un réseau « infini », alors, nous avons été amenés à créer un déséquilibre et des perturbations sur les tensions du réseau aux points de raccordement  $P_{CC}$ .

Le déséquilibre des tensions au  $P_{CC}$  est obtenu en rajoutant de fortes impédances de valeurs différentes entre le point de livraison de l'énergie du secteur (EDF) et le point de raccordement du filtre sur chaque ligne de phase créant ainsi des fortes chutes de tension de valeurs différentes induisant en conséquence des chutes sur les valeurs efficaces des tensions du réseau causant alors le déséquilibre des tensions aux points  $P_{CC}$ .

Les travaux expérimentaux sur un réseau fortement déséquilibré en tensions (THD =25%) ne sont pas communs dans la littérature voir même inexistant pour les conditions que nous nous sommes imposées. Alors, dans un souci de clarté de présentation, nous procédons à une étude préliminaire succincte sur le déséquilibre en tension et leurs formes pendant ce processus.

#### V-B-II FORMES D'ONDES DES TENSIONS A VIDE ET EN CHARGE

##### V-B-II-1 Tensions à « vide » : filtre et charge déconnectés (K1 et K2 ouverts)

Les tensions  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$  et  $v_3(t)$ , du secteur (EDF) sont, à l'origine, faiblement déséquilibrées et perturbées de valeurs efficaces  $V_{1eff} = 337.1 V$ ,  $V_{2eff} = 338.5 V$  et  $V_{3eff} = 335.7 V$ . Leurs THD sont respectivement de 2,6%, 2,5% et 2,5%.

L'analyse harmonique de ces signaux, par l'appareil Fluke 434, nous permet d'écrire le modèle mathématique (V.1) correspondant pour les trois tensions.

$$v_1(t) = 335.4 \sin(\omega t) + 1.27 \sin(3\omega t + 43) + 7.77 \sin(5\omega t - 171) + 3.39 \sin(7\omega t + 24) + 0.84 \sin(9\omega t - 130) + 0.42 \sin(11\omega t - 120)$$

$$v_2(t) = 337.4 \sin(\omega t - 120) + 1.27 \sin(3\omega t + 2) + 7.9 \sin(5\omega t - 53) + 2.54 \sin(7\omega t - 104) + 1.41 \sin(9\omega t - 138) + 0.42 \sin(11\omega t + 5)$$

$$v_3(t) = 333.4 \sin(\omega t - 240) + 0.3 \sin(3\omega t - 278) + 8 \sin(5\omega t - 291) + 2.82 \sin(7\omega t + 216) + 0.84 \sin(9\omega t - 158) + 0.14 \sin(11\omega t - 212) \quad (V.1)$$

Cette modélisation est indispensable afin de pouvoir analyser les formes des tensions aux points  $P_{CC}$  lors du filtrage et c'est ainsi que les sources triphasées sont prises en compte dans le schéma de simulation.

La figure V.13.a montre les formes des tensions relevées expérimentalement et la figure V.13.b montre leurs allures par simulation d'après le modèle mathématique de la source dans (V.1).

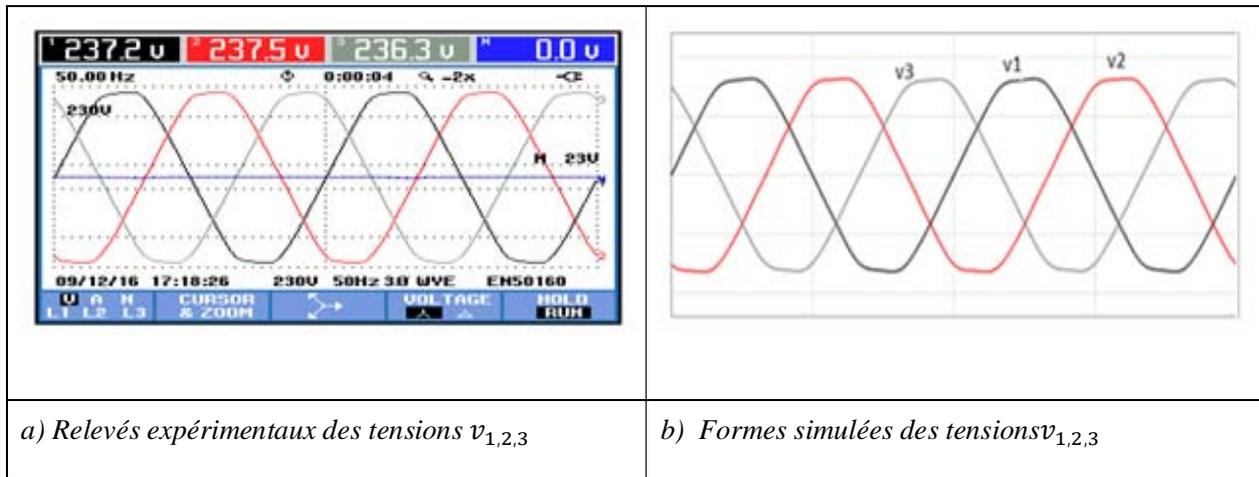


Figure V.13. Allures des tensions secteur  $v_{1,2,3}$  pour filtre et charge déconnectés.

#### V-B-II-2 Tensions en « charge » : filtre déconnecté et charge connectée (K1 ouvert et K2 fermé)

Les courants absorbés par la charge sont présentés à la figure V.14.a. Lorsque ces courants traversent les fortes résistances  $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$  et les inductances  $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  de valeurs différentes, des chutes de tensions considérables et non égales seront causées sur les tensions  $v_1$ ,  $v_2$  et  $v_3$  ce qui induit un déséquilibre niveau des tensions,  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  aux points  $P_{cc}$  ainsi que des perturbations notables liées à la présence des harmoniques de courants qui traversent  $R_{a,b,c}$  et  $L_{a,b,c}$  et aussi à la réduction de la valeur du fondamental des tensions  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  augmentant ainsi leur THD. Les formes des tensions  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  qui ont subi des chutes de tensions aux points  $P_{cc}$  sont présentées à la figure V.14.b.

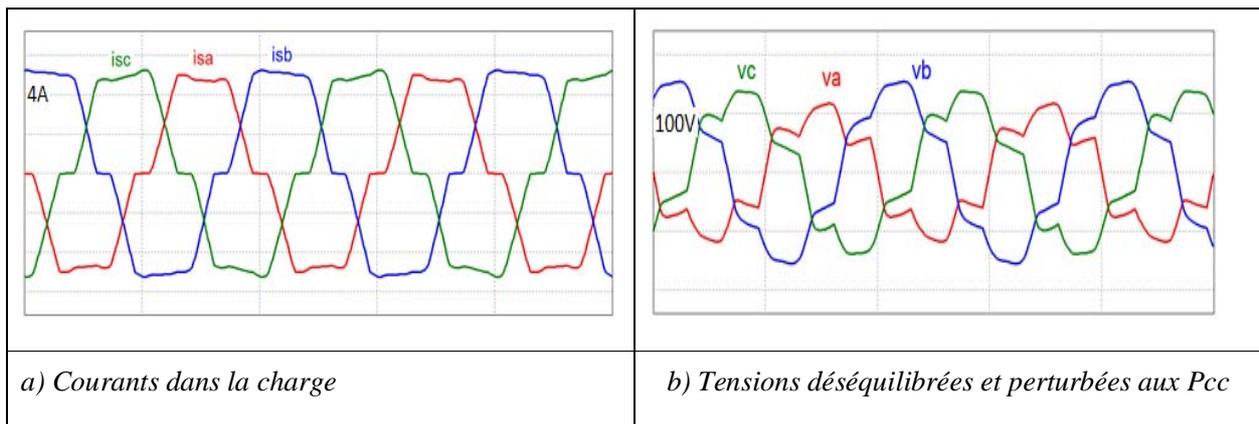


Figure V.14. Courants dans la charge et tensions du réseau aux  $P_{cc}$ . Le filtre étant déconnecté

Il s'en suit que les courants se déséquilibrent. Leurs valeurs efficaces sont alors de 3.66A, 3.97A et 3.81A. A noter que les courants issus de la charge en pont diodes PD3 sont égaux sur les trois lignes de phases si les tensions le sont.

### V-B-II-3 Tensions lors du filtrage: filtre et charge connectés (K1 et K2 fermés)

Lors du filtrage, les formes des tensions vont encore changer mais il n'est pas prévu qu'elles retrouvent ni des formes sinusoïdales ni les formes déjà présentées en figure V.14.b. En effet, lors du filtrage, et selon notre méthode, les courants désirés dans la source ( $i_{sda,b,c}(t)$ ) sont sinusoïdaux et présentés à la figure V.15.a.

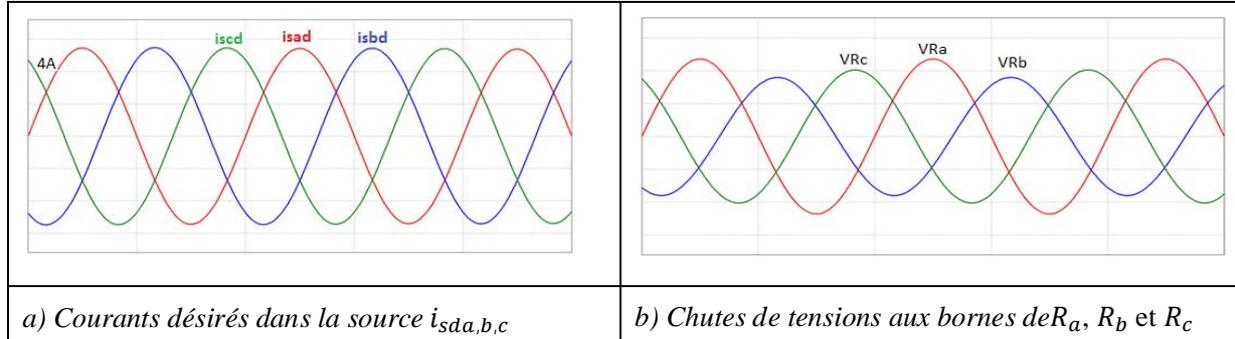


Figure V.15. Courants désirés dans la source et chutes correspondantes dans les résistances de lignes.

Ils causent alors une chute de tension sinusoïdale aux bornes des résistances  $R_a, R_b$  et  $R_c$  (ainsi qu'aux bornes de  $L_a, L_b$  et  $L_c$  que l'on néglige pour le moment). On néglige aussi les courants liés aux pertes du filtre. Les courants  $i_{sda,b,c}$  équilibrés ont des valeurs efficaces de 3.75 A chacun, alors les chutes de tensions (en valeurs efficaces) dans les résistances  $R_a, R_b$  et  $R_c$  sont, respectivement, égales à 166.5 V, 126.7 V et 143.2 V. Le système des tensions instantanées aux bornes des résistances de lignes  $v_{Ra,b,c}$  est présenté en figure V.15.b.

Les tensions résultantes aux points A, B et C (V.2) du circuit de puissance (juste après les résistances) sont alors représentées sur la figure V.16. Elles ont les valeurs efficaces de  $V_{1eff} = 71 V$ ,  $V_{2eff} = 112 V$  et  $V_{3eff} = 93 V$ .

$$\begin{cases} v_{Ar} = v_1 - v_{Ra} \\ v_{Br} = v_2 - v_{Rb} \\ v_{Cr} = v_3 - v_{Rc} \end{cases} \quad (V.2)$$

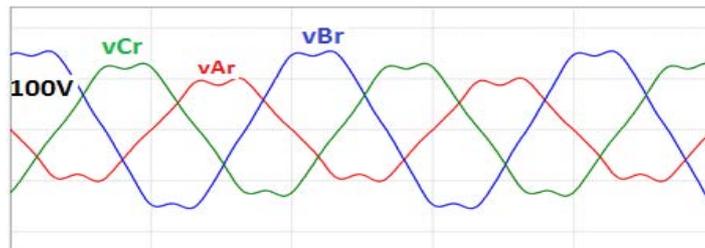


Figure V.16. Tension résultantes et perturbées aux points A, B, C après filtrage

### V-B-II-4 Conclusion

On retient pour cette partie que, Les tensions à « vide » qui avaient un *THD* d'environ 2.5% (charge et filtre déconnectés) mesuré par rapport au fondamental vont voir leurs *THD* augmenter à des niveaux élevés de 25%, 13.1% et 14.1% pour, respectivement les tensions  $v_a, v_b$  et  $v_c$  et elles vont avoir comme valeurs efficaces de  $V_{1eff} = 71 V$ ,  $V_{2eff} = 112 V$  et  $V_{3eff} = 93 V$  au lieu de  $V_{1eff} = 337.1 V$ ,  $V_{2eff} = 338.5 V$  et  $V_{3eff} = 335.7 V$ . Plus de détails seront fournis en annexe.

## Partie C

### Validation du modèle de simulation. Comparaison avec les résultats expérimentaux

#### V-C-I INTRODUCTION

Dans cette partie nous allons valider notre modèle de simulation afin de créditer, avant tout, l'étude déjà menée et d'autre part pour étudier le fonctionnement du filtre commandé avec plusieurs méthodes d'extraction des harmoniques comme la  $p-q$  originale, la  $p-q$  modifiée et la  $p-q-r$  à côté de notre méthode développée, la DCAP. La validation se fera premièrement qualitativement en comparant les formes d'ondes des courants et tensions et ensuite quantitativement en comparant les valeurs efficaces des grandeurs et le  $THD$  des courants et tensions et cela pour le fonctionnement avant et après le filtrage pour les 4 méthodes.

#### V-C-II VALIDATION DU MODELE DE SIMULATION

##### V-C-II-1 Validation du modèle avant filtrage

La charge polluante (pont à diodes triphasé) est connectée au réseau, le filtre est déconnecté. Les courants absorbés par la charge sont perturbés et causent des chutes et des déformations dans les tensions aux bornes des impédances du réseau, par conséquent, les tensions aux points  $v_{a,b,c}$  sont perturbées et déséquilibrées. La figure V.17.a montre les formes d'ondes, expérimentales des tensions  $v_{a,b,c}$  et du courant de la première phase  $i_{sa}$  avant le filtrage. La figure V.17.b montre ces mêmes grandeurs simulées.

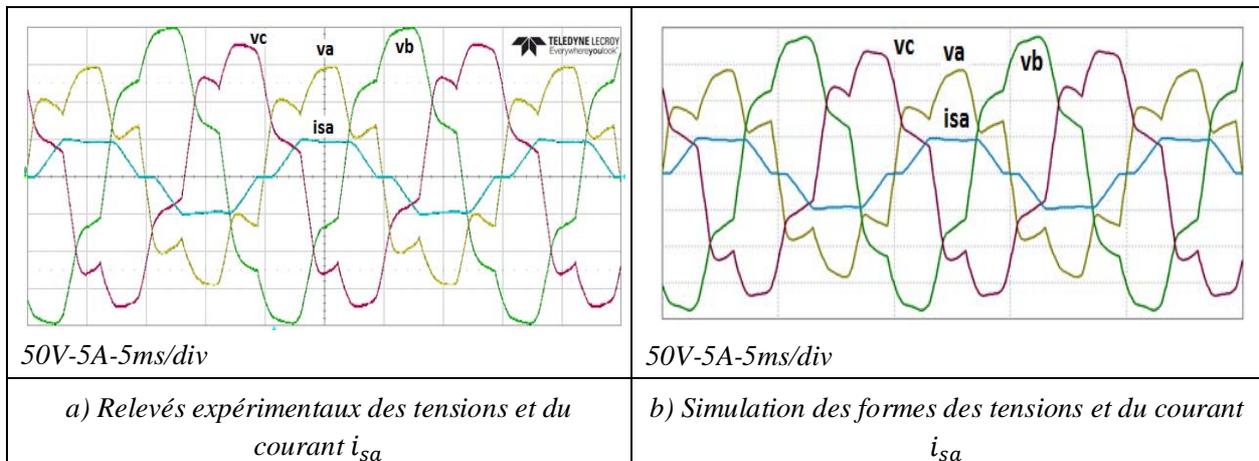


Figure V.17. Tensions  $v_{a,b,c}$  et courant  $i_{sa}$  dans la phase a avant filtrage

La figure V.18.a montre les formes d'ondes, expérimentales, des courants  $i_{sa,b,c}$  et de la tension  $v_a$  avant le filtrage. La figure V.18.b montre les résultats de simulation de ces grandeurs.

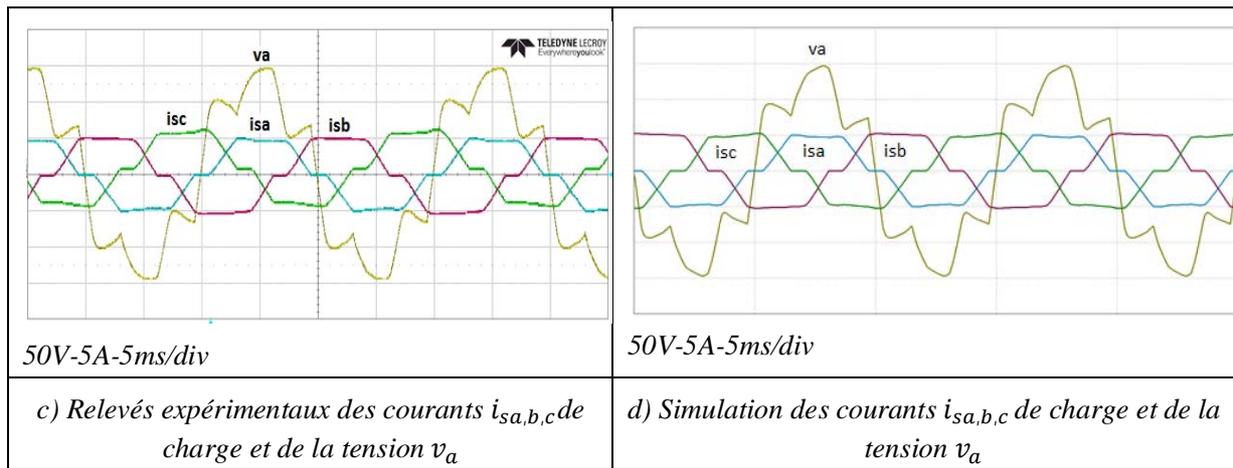


Figure V.18. Courants  $i_{sa, b, c}$  dans la source avant filtrage et tension  $v_a$

La concordance des résultats montre l'exactitude du modèle simulé et justifie le modèle harmonique du réseau. Les valeurs efficaces (RMS) ainsi que celles des THD sont aussi similaires en expérimentation et en simulation, pour les courants et tensions, fournies dans le tableau V.1.

Tableau V.1 : valeurs numériques des THD et valeurs efficaces avant filtrage. Expérimentation et simulation

		Tensions au PCC			Courants de la source			
		$v_a$	$v_b$	$v_c$		$i_{sa}$	$i_{sb}$	$i_{sc}$
Expérimentations	THD %	25.8	13.3	17.8	THD %	14.2	12.9	14.1
Simulations	THD %	25.4	13.3	17.7	THD %	14.4	13.3	14
Expérimentations	RMS (V)	79	108	96.5	RMS (A)	3.647	3.953	3.764
Simulations	RMS (V)	79	106.4	95.3	RMS (A)	3.617	3.953	3.788

L'adéquation entre les formes d'ondes et entre les résultats quantitatifs pour l'expérimentation et la simulation nous permet de considérer pour le moment que notre modèle de simulation est valide avant le filtrage mais il faudrait encore valider le fonctionnement du modèle en cas de filtrage. Pour la suite, en partant de ces conditions pour la charge avant filtrage, 4 méthodes sont utilisées pour la commande du filtre. Leurs différences résident uniquement dans l'algorithme d'extraction des courants de référence à partir des entrées identiques  $v_{a,b,c}$ ,  $i_{La,b,c}$  et  $i_{pertes a}$ . Les régulateurs de tensions pour le bus DC ainsi que les régulateurs pour les courants sont exactement les mêmes. En plus, la détermination des courants liés aux pertes dans le filtre  $i_{pertes a}$  est faite par un moyen unique qui se base sur notre méthode. Alors, toutes les entrées sont identiques pour les quatre méthodes et nous allons voir par simulation et par les résultats expérimentaux les différences de performances sur les signaux et sur le contenu harmonique. Les conditions initiales, en figure V.17 et V.18, sont communes à toutes les méthodes traitées qui sont :

- La nouvelle méthode proposée DCAP
- La méthode  $p-q$  originale
- La méthode  $p-q$  modifiée
- La méthode  $p-q-r$ .

### V-C-II-2 Validation de la méthode DCAP après filtrage

Après filtrage des harmoniques de la charge, le système de tensions est moins perturbé mais toujours déséquilibré (figure V.19.a) comme déjà prévu. Le système des courants dans la source est bien équilibré et sinusoïdal (figure V.19.b). Les résultats de simulations pour les tensions et courants suivent les mêmes allures des grandeurs électriques expérimentales (figures V.19.c et V.19.d).

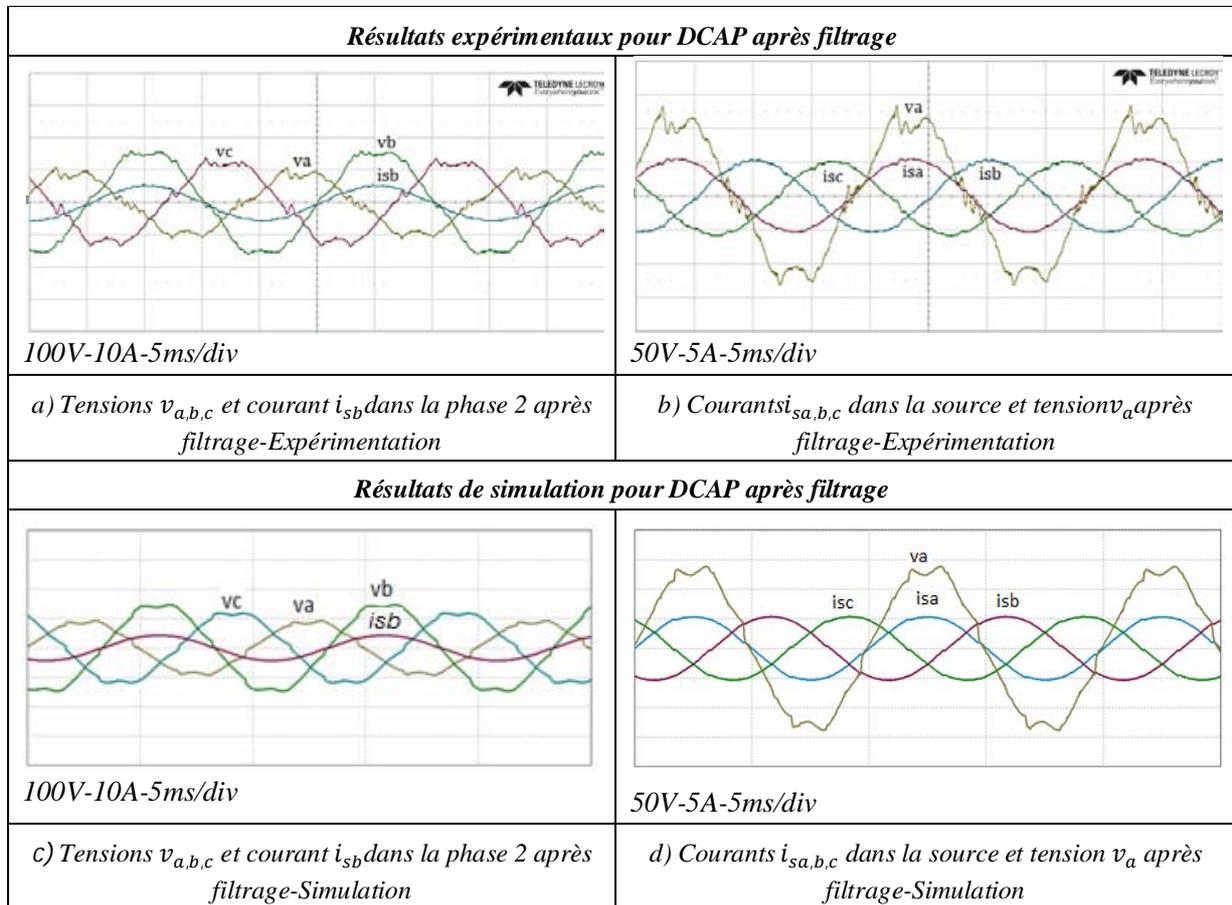


Figure V.19. Système triphasé de tensions et courants après le filtrage. Expérimentation et simulation. DCAP

Les valeurs efficaces et THD sont comparés pour l'ensemble des grandeurs (tensions et courants) en expérimentation et simulation dans le tableau V.2 et elles sont très proches. Les allures des grandeurs aussi ce qui valide le modèle de simulation. La méthode DCAP permet d'avoir un système équilibré en courants et un THD faible pour les courants de sources malgré le déséquilibre des tensions.

Tableau V.2 : valeurs numériques des THD et valeurs efficaces après filtrage. Méthode DCAP

		Tensions au PCC				Courants de la source		
		$v_a$	$v_b$	$v_c$		$i_{sa}$	$i_{sb}$	$i_{sc}$
<b>Expérimentations</b>	$THD_v$ %	12.6	6.1	9.1	$THD_i$ %	3.2	3.3	3.9
<b>Simulations</b>	$THD_v$ %	15*	8.9*	10*	$THD_i$ %	2.8	2.7	3
<b>Expérimentations</b>	RMS (V)	68.2	111.6	91.2	RMS (A)	3.833	3.772	3.79
<b>Simulations</b>	RMS (V)	64	105.8	88.9	RMS (A)	3.78	3.78	3.78

\*L'appareil Fluke calcul le THD à partir d'un spectre limité au rang 50 des harmoniques (2500 Hz), tandis qu'en simulation le calcul est étendu sur un spectre de 10 KHz. D'où, des valeurs plus grandes pour le THD sont envisageables en simulation.

### V-C-II-3 Validation de la méthode $p-q$ originale

De la même façon et pour les mêmes conditions de charge avant le filtrage, la méthode  $p-q$  originale est appliquée à la commande du filtre. Après filtrage, le système de tensions relevées expérimentalement est en figure V.20.a. De même pour le système des courants dans la source qui est en figure V.20.b. Les résultats de simulations pour les tensions et courants (figures V.20.c et V.20.d) sont semblables aux résultats expérimentaux aussi pour la méthode  $p-q$ .

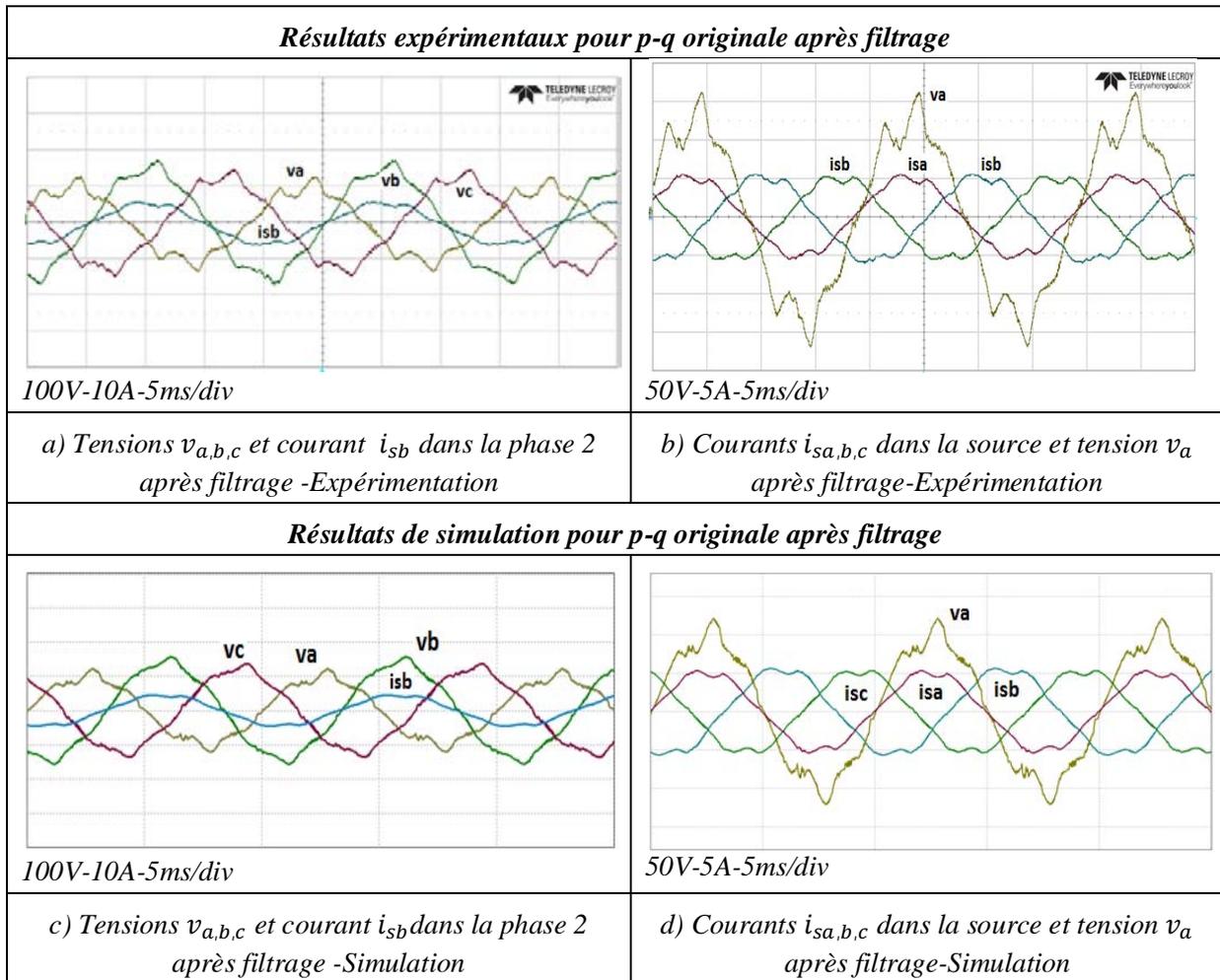


Figure V.20. Système triphasé de tensions et courants après le filtrage .Expérimentation et simulation méthode  $p-q$

Les valeurs efficaces et THD sont aussi comparés pour l'ensemble les tensions et courants en expérimentation et simulation dans le tableau V.3. Les valeurs expérimentales et de simulation sont très proches ainsi que les allures des courbes, ce qui valide encore une fois notre modèle de simulation. Cependant, pour la méthode  $p-q$  originale, il y a une dégradation de la qualité des signaux des courants suivi d'une augmentation des valeurs des  $THD_i$ ; ainsi qu'un déséquilibre au niveau des valeurs efficaces des courants.

Tableau V.3 : valeurs numériques des THD et valeurs efficaces après filtrage. Méthode p-q originale

		Tensions au PCC				Courants de la source		
		$v_a$	$v_b$	$v_c$		$i_{sa}$	$i_{sb}$	$i_{sc}$
Expérimentations	THD <sub>v</sub> %	16.8	9.7	11.2	THD <sub>i</sub> %	7.8	8.4	8.3
Simulations	THD <sub>v</sub> %	18	10	12.7	THD <sub>i</sub> %	7.8	8.1	8
Expérimentations	RMS (V)	75.6	105.6	91.7	RMS (A)	3.61	3.9	3.7
Simulations	RMS (V)	72.5	101.5	87.6	RMS (A)	3.62	3.95	3.8

#### V-C-II-4 Validation de la méthode p-q modifiée

Dans cette méthode, l'algorithme de génération des courants de référence est différent de celui de la p-q originale. Il en résulte sûrement des résultats différents. Les relevés expérimentaux du système de tension après filtrage est en figure V.21.a et pour le système des courants dans la source en figure V.21.b. Les résultats de simulations sont similaires aux résultats des grandeurs électriques expérimentales (figures V.21.c et V.21.d).

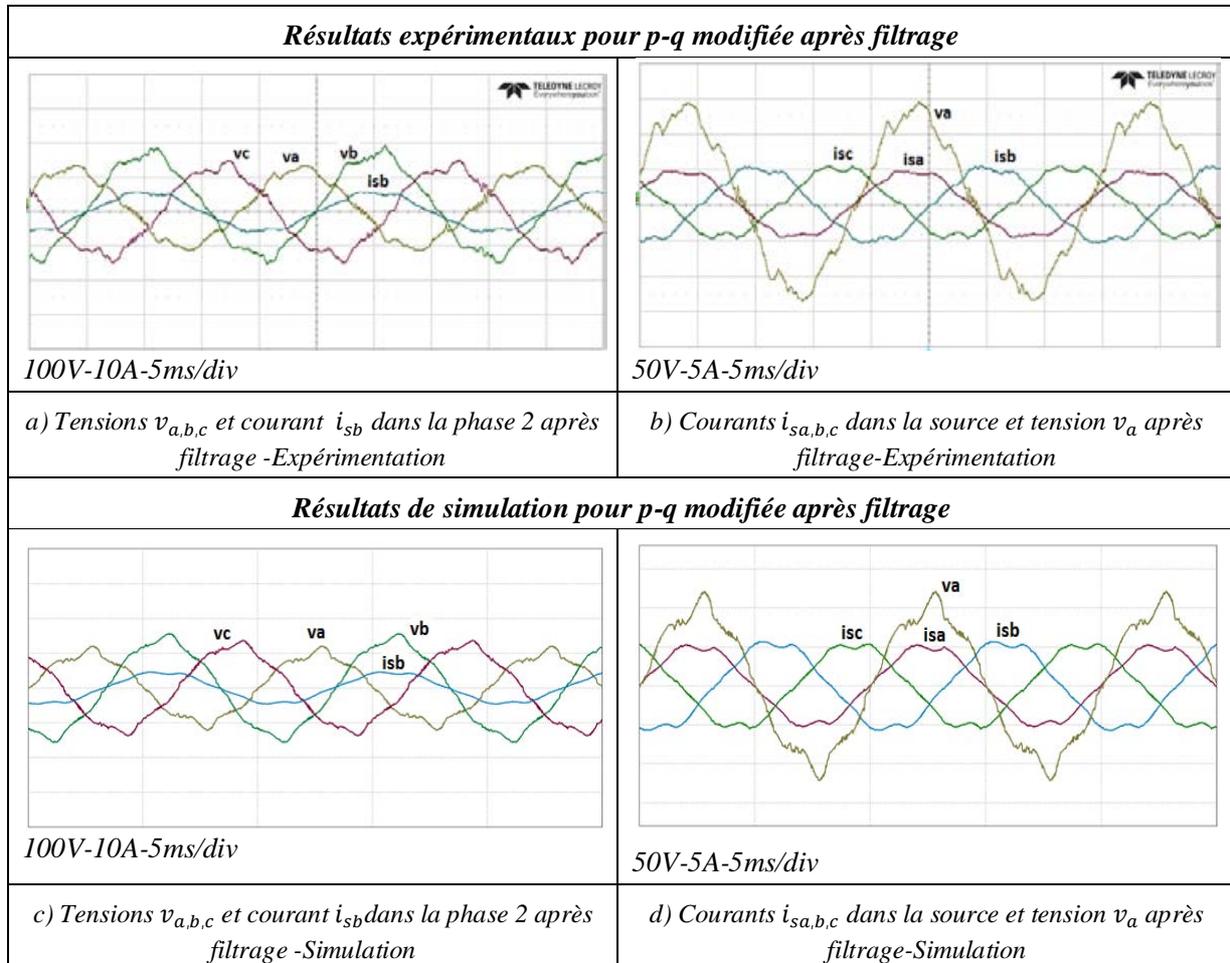


Figure V.21. Système triphasé de tensions et courants après le filtrage. Expérimentation et simulation méthode p-q modifiée

Les valeurs efficaces et THD sont aussi comparés pour l'ensemble des grandeurs en expérimentation et simulation dans le tableau V.4. Les ordres des grandeurs mesurées en expérimentation et fournies en simulation sont très proches ainsi que les allures des courbes ce qui valide aussi le modèle de simulation pour la méthode  $p-q$  modifiée. D'un autre coté les résultats pour la  $p-q$  modifiée manquent aussi de qualité. Les courants sont déséquilibrés et perturbés.

Tableau V.4 : valeurs numériques des THD et valeurs efficaces après filtrage. Méthode  $p-q$  modifiée

		Tensions au PCC				Courants de la source		
		$v_a$	$v_b$	$v_c$		$i_{sa}$	$i_{sb}$	$i_{sc}$
Expérimentations	THD <sub>v</sub> %	10.2	9.7	11.2	THD <sub>i</sub> %	6.8	8.2	9.8
Simulations	THD <sub>v</sub> %	12	10	14	THD <sub>i</sub> %	8	8	8
Expérimentations	RMS (V)	78.1	104.5	92.1	RMS (A)	3.57	3.92	3.75
Simulations	RMS (V)	76.3	102	88.7	RMS (A)	3.6A	4A	3.8A

### V-C-II-5 Validation de la méthode $p-q-r$

La méthode  $p-q-r$  est censée améliorer les résultats des méthodes  $p-q$  et  $p-q$  modifiée. Le système de tension relevé d'après l'expérimentation est en figure V.24.a et le système des courants dans la source en figure V.24.b. Les résultats de simulations suivent les mêmes évolutions des grandeurs électriques expérimentales (figures V.24.c et V.24.d).

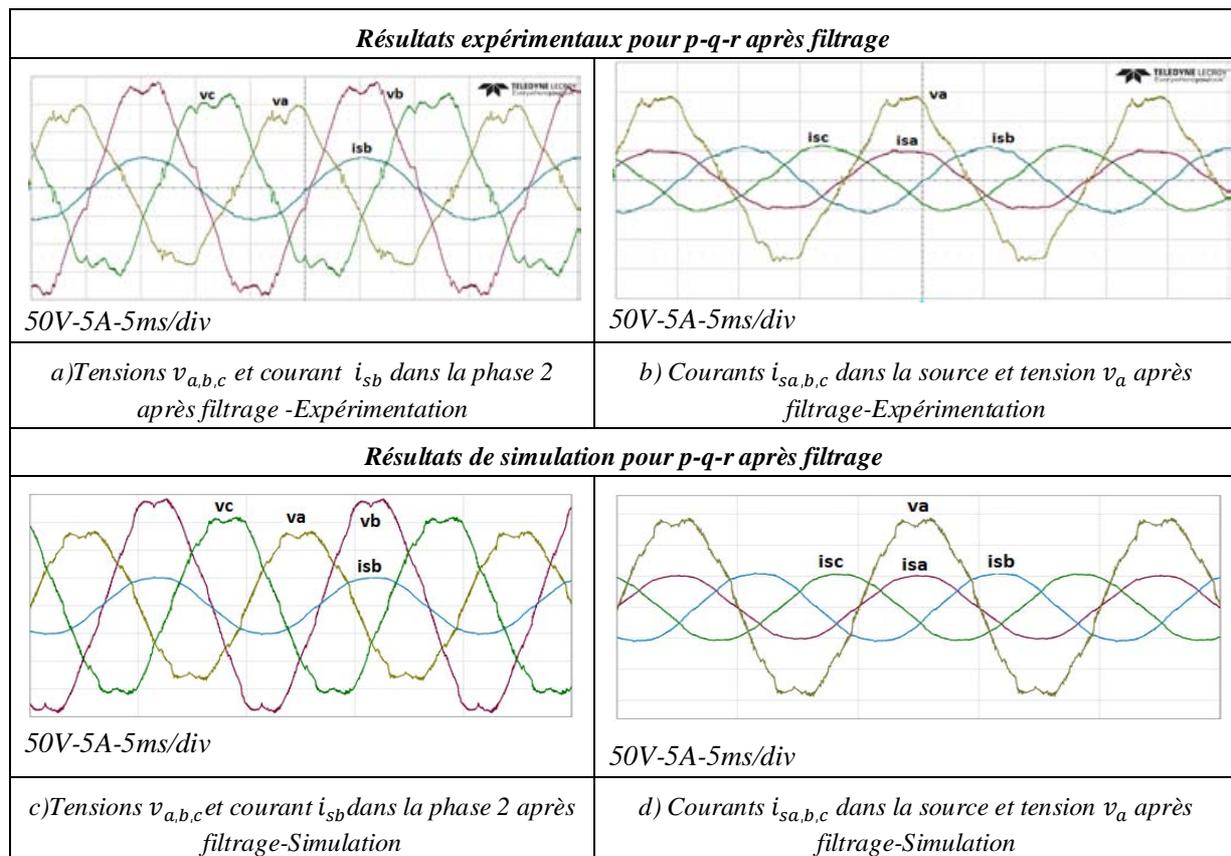


Figure V.24. Système triphasé de tensions et courants après le filtrage. Expérimentation et simulation méthode  $p-q-r$

Les valeurs efficaces et THD sont aussi comparés pour l'ensemble des grandeurs en expérimentation et simulation dans le tableau V.7. Les THD et les valeurs efficaces mesurés expérimentalement sont similaires à ceux de la simulation ainsi que les allures des courbes ce qui valide aussi le modèle de simulation pour la méthode  $p-q-r$ . Dans cette méthode, les formes des courants sont améliorées par rapport aux méthodes  $p-q$  originale et  $p-q$  modifiée et ils sont moins perturbés mais par contre le déséquilibre des courants persiste.

Tableau V.7 : Valeurs numériques des THD et valeurs efficaces après filtrage. Méthode  $p-q-r$

		<i>Tensions au PCC</i>				<i>Courants de la source</i>		
		$v_a$	$v_b$	$v_c$		$i_{sa}$	$i_{sb}$	$i_{sc}$
<i>Expérimentations</i>	$THD_v \%$	8.7	9.2	12.4	$THD_i \%$	5.2	4.2	6.4
<i>Simulations</i>	$THD_v \%$	9	8.7	12%	$THD_i \%$	5	4.5	6.2
<i>Expérimentations</i>	$RMS (V)$	77.8	105.5	91.5	$RMS (A)$	3.57	3.89	3.75
<i>Simulations</i>	$RMS (V)$	71.3	102.4	86.2	$RMS (A)$	3.63	3.93	3.82

### V-C-II-6 Conclusion

Dans cette partie, nous avons montré que le modèle de simulation utilisé est performant vis-à-vis des tensions réseaux ce qui permet de confirmer les expériences avec une assez bonne précision. Les éléments qui n'ont pas été pris en compte concernent le modèle réel de l'onduleur (composants, circuits de protection, les inductances de fuites des jeux de barre des connexions ...etc.), mais cela ne nous a pas empêché de valider nos résultats de simulation par rapport aux résultats expérimentaux.

Pour les méthodes  $p-q$  originale,  $p-q$  modifiée et  $p-q-r$ , bien que la dernière montre de bons résultats par rapport aux autres sur la qualité des courants, on peut observer que ces 3 méthodes ne parviennent pas à équilibrer le système des courants de source.

Les résultats présentés montrent le gain apporté par la méthode DCAP par rapport aux autres méthodes que ce soit sur la qualité des signaux des courants qui sont les moins perturbés ou bien au niveau de l'équilibre des courants de source. Ainsi la méthode DCAP est la seule méthode capable d'équilibrer le système des courants face à un déséquilibre fort des tensions.

## Partie D

### Evaluation comparative des méthodes : Qualité de puissance

#### V-D-I INTRODUCTION

Nous avons validé dans la partie C nos modèles de simulations et expérimentaux en comparant leurs résultats pour les 4 méthodes. Dans cette partie nous allons évaluer de plus près les performances des méthodes pour avoir une meilleure visibilité de leurs apports en matière de filtrage et leurs réponses face aux attentes des normes appliquées sur la qualité de puissance sur les réseaux.

Or, le filtrage actif parallèle vise à rendre le système des courants à la source :

- 1- Sinusoïdal (non perturbé).
- 2- Equilibré directe (composantes inverse et homopolaire nulles).
- 3- En phase avec les tensions correspondante (courants actifs donnant DPF=1 et PF=1).
- 4- Minimal, autrement dit ayant les valeurs efficaces minimales ou absorbant la puissance active minimale.

Pour étudier ces performances, nous comparons pour l'ensemble des méthodes quatre critères qui permettent d'identifier les quatre conditions précitées.

- a- La forme visuelle du système des courants et le THD qui permet d'identifier si le système est sinusoïdal non perturbé.
- b- Le taux de déséquilibre permettant de qualifier l'équilibre du système (composante inverse < 2% de la composante directe selon la norme EN50160).
- c- Le DPF permettant d'identifier si les courants sont en phase avec leurs tensions correspondantes (pour DPF=1) et le PF qui permet, entre autre, de savoir si les courants sont actifs (PF=1) ou pas.
- d- Les valeurs efficaces, ainsi que la puissance active absorbée, permettant de savoir si les courants sont minimaux.

La comparaison concerne d'abord la structure triphasée sans neutre distribué avec un filtre 3 bras. Ensuite nous évaluons les performances des méthodes pour un réseau à 4 fils. A la fin, nous montrerons les résultats en monophasé uniquement pour la DCAP car les autres méthodes ne sont pas applicables en monophasé.

#### V-D-II COMPARAISON DES PERFORMANCES SUR UN RESEAU 3 FILS.

##### V-D-II-1 Etat du lieu initial. Formes d'ondes et bilan de puissance.

Nous présentons d'abord aux figures V.25 et V.26, le contenu harmonique des tensions et courants et leurs taux de déséquilibre, ensuite le bilan de puissance dans le cas du circuit étudié de la figure V.1.

Les résultats présentés, dans la suite, sont relevés avec l'appareil Fluke 434 dédié à l'analyse de la qualité de puissance sur les réseaux de distributions. La norme EN50160 a été sélectionnée pour les mesures. Les courants et tensions diffèrent des résultats relevés sur l'oscilloscope dans la Partie C seulement dans leurs présentations par Fluke. Mais il s'agit bien de la même charge et des mêmes conditions du réseau.

Les tensions  $v_{a,b,c}$  aux points  $P_{cc}$  en figure V.25.a, de valeurs efficaces de 79 V, 107.6 V et 96.4 V pour respectivement les phases  $Ph_a$ ,  $Ph_b$  et  $Ph_c$ , sont alors fortement déséquilibrées avec un taux de déséquilibre inverse de 5.8% et homopolaire de 13.1% (figure V.25.b) et perturbées avec un THD calculé par rapport au fondamental (figure V.25.c) de 24.9% pour la  $Ph_a$ , 12.8% pour la  $Ph_b$  et 17.1% pour la  $Ph_c$ .

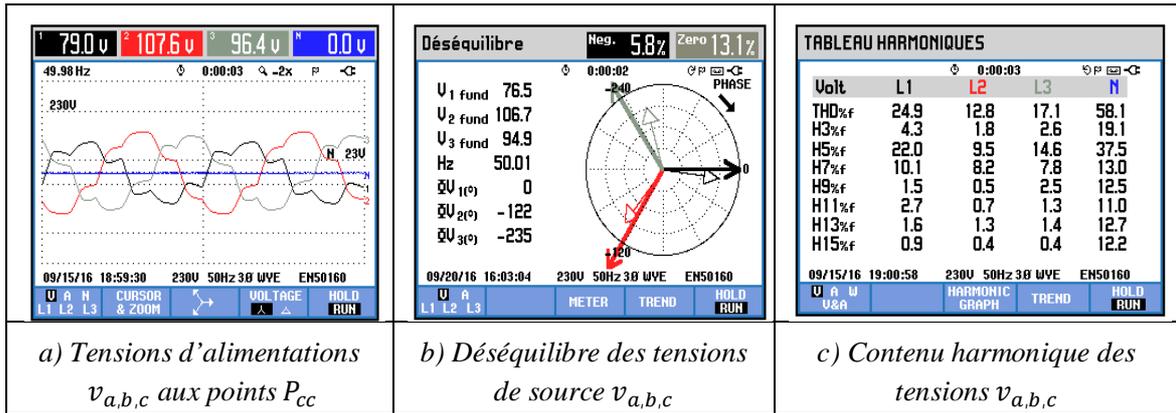


Figure V.25. Système triphasé de tensions déséquilibrées et perturbées avant le filtrage

Les courants de lignes avant le filtrage en figure V.26.a, issus de la charge triphasé PD3, de valeurs efficaces 3.64A, 3.94A et 3.75A pour respectivement les courants  $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$ , ne sont pas équilibrés car les tensions ne le sont pas. Ils ont un taux de déséquilibre inverse de 4.9% (figure V.26.b). Leurs contenus harmoniques (figure V.26.c) sont de 14.8%, 13.4% et 14.6%. Les perturbations dominantes en courants sont liées aux rangs 5 et 7 des harmoniques (fig. V.26.b). Cette charge absorbe 932 W et 317 VAR (figure V.26.d). Il en résulte des facteurs de puissances FP de 0.92, 0.96 et 0.87 inégaux pour les trois phases et un déplacement de facteur de puissance DPF de 0.96, 0.97, et 0.9 pour chaque phase (figure V.26.d).

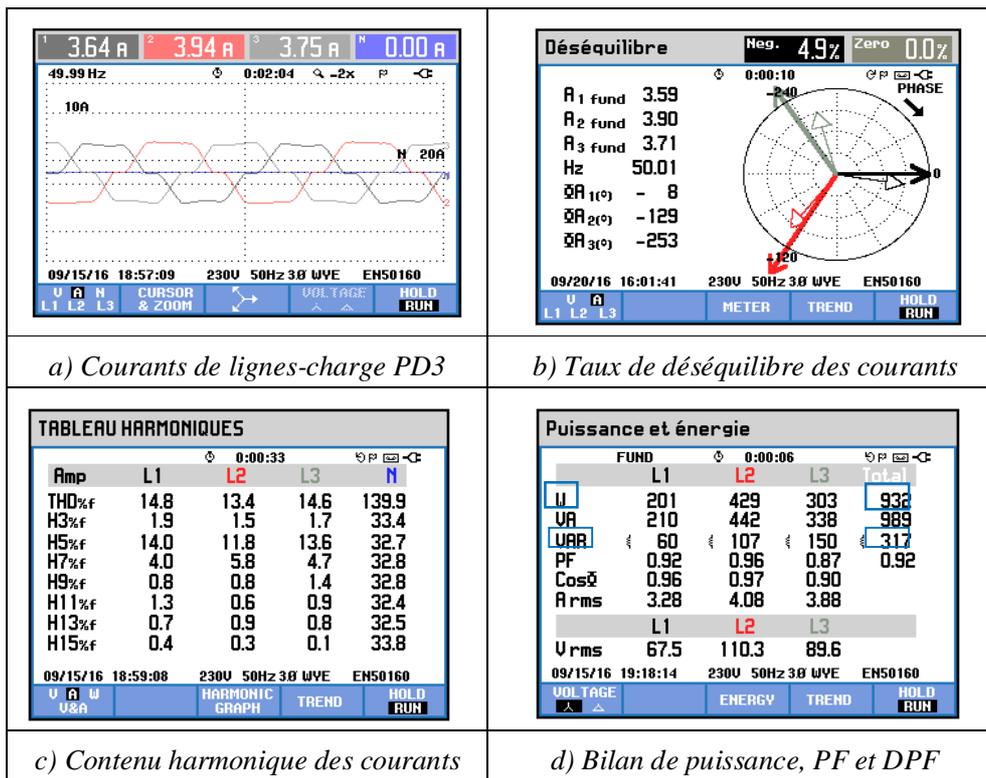


Figure V.26. Système triphasé de courants avant le filtrage

NOTA : Pour les mesures en figure V.26.d : W vaut la puissance active en Watt ; VA c'est la puissance apparente S ; VAR pour le réactif ; PF c'est le facteur de puissance FP ;  $\cos\phi$  est le même que  $\cos\phi_1$  le déphasage du courant fondamental par rapport à la tension fondamentale. C'est aussi le Déplacement du Facteur de Puissance DPF.

### V-D-II-2 Comparaison des formes d'ondes et valeurs efficaces

Les formes d'ondes expérimentales pour les courants de la source  $i_{sa,b,c}(t)$  après le filtrage sont présentées pour les 4 méthodes sur la figure V.27. En haut de chaque figure, les valeurs efficaces sont affichées pour les courants de chaque phase.

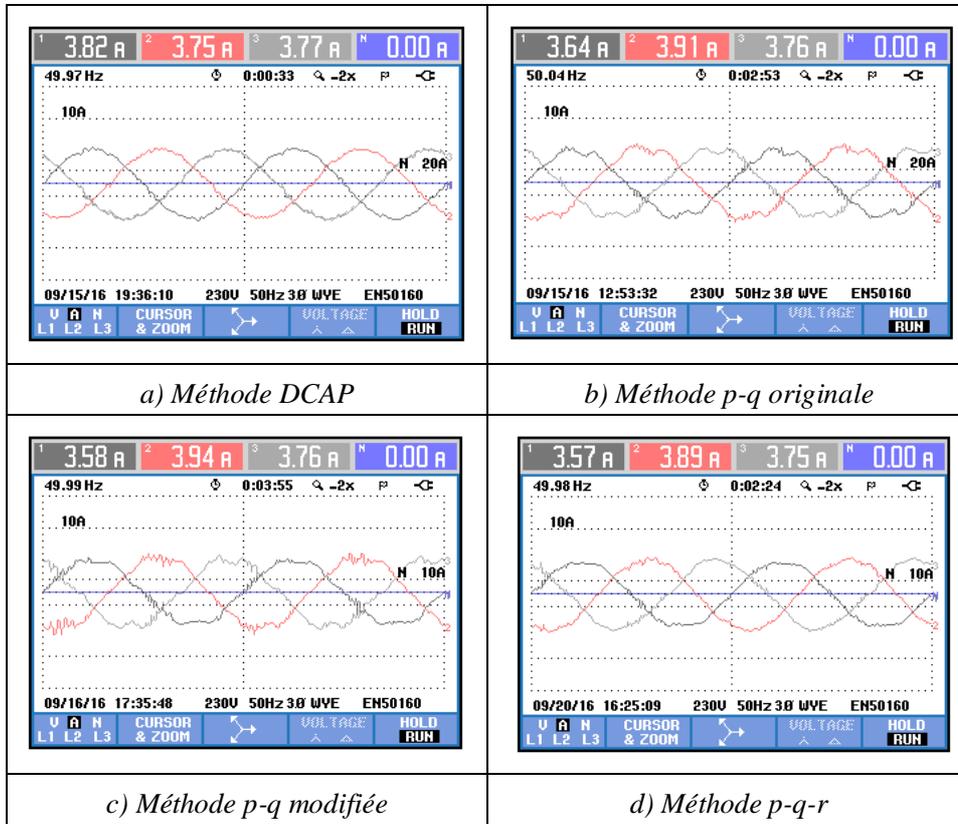


Figure V.27. Formes d'ondes des courants  $i_{sa,b,c}(t)$  après filtrage pour les 4 méthodes.

Dans notre méthode DCAP, en figure V.27.a, les courants ont une allure sinusoïdale par rapport aux autres méthodes ainsi qu'un équilibre pour les courants sur les trois lignes. La figure V.28 montre la comparaison pour les valeurs efficaces pour l'ensemble des méthodes.

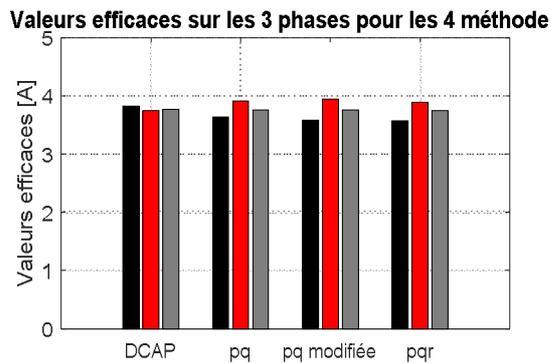


Figure V.28. Comparaison des valeurs efficaces des courants sur chaque phase

NOTA : Les couleurs des courbes en figure V.27 sont en rapport avec le code couleur du standard Européen (sélectionné dans Fluke) qui attribue la couleur noire pour la phase 1, rouge pour la phase 2 et gris pour la phase 3. Les couleurs des barres sur la figure 28 sont en lien directe avec le code couleur des  $Ph_{a,b,c}$ .

### V-D-II-3 Comparaison des THD

Les relevés harmoniques des courants de ligne de source  $i_{sa,b,c}(t)$  filtrés sont présentés en figure V.29 pour les 4 méthodes. Or, nous avons vu que les harmoniques dominants dans les courants de la charge sont le rang 5 (14% et le rang 7 (4%) en figure V.26.b. La méthode proposée DCAP, a bien pu réduire fortement ces rangs (figure V.29.a) tandis que les autres méthodes n'ont pas réussi à le filtrer. En plus, la méthode  $p-q-r$  a injecté de l'harmonique 3 (figure V.29.d) par rapport à ce qui existait (figure V.26.c) de 1.9%, 1.5% et 1.4%.

<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="5">TABLEAU HARMONIQUES</th> </tr> <tr> <th>Amp</th> <th>L1</th> <th>L2</th> <th>L3</th> <th>N</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>THD%<sub>f</sub></td> <td>3.2</td> <td>3.6</td> <td>4.1</td> <td>150.3</td> </tr> <tr> <td>H3%<sub>f</sub></td> <td>0.5</td> <td>0.4</td> <td>0.5</td> <td>33.0</td> </tr> <tr> <td>H5%<sub>f</sub></td> <td>1.5</td> <td>1.6</td> <td>1.9</td> <td>35.3</td> </tr> <tr> <td>H7%<sub>f</sub></td> <td>0.6</td> <td>1.5</td> <td>1.8</td> <td>35.7</td> </tr> <tr> <td>H9%<sub>f</sub></td> <td>0.9</td> <td>0.5</td> <td>0.6</td> <td>38.6</td> </tr> <tr> <td>H11%<sub>f</sub></td> <td>0.3</td> <td>0.7</td> <td>0.8</td> <td>37.2</td> </tr> <tr> <td>H13%<sub>f</sub></td> <td>0.6</td> <td>0.5</td> <td>0.9</td> <td>34.4</td> </tr> <tr> <td>H15%<sub>f</sub></td> <td>0.4</td> <td>0.7</td> <td>0.9</td> <td>37.2</td> </tr> </tbody> </table> <p>09/15/16 19:35:16 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160</p> <p>U A W HARMONIC HOLD U&amp;a GRAPH TREND RUN</p> <p>a) Méthode DCAP</p>	TABLEAU HARMONIQUES					Amp	L1	L2	L3	N	THD% <sub>f</sub>	3.2	3.6	4.1	150.3	H3% <sub>f</sub>	0.5	0.4	0.5	33.0	H5% <sub>f</sub>	1.5	1.6	1.9	35.3	H7% <sub>f</sub>	0.6	1.5	1.8	35.7	H9% <sub>f</sub>	0.9	0.5	0.6	38.6	H11% <sub>f</sub>	0.3	0.7	0.8	37.2	H13% <sub>f</sub>	0.6	0.5	0.9	34.4	H15% <sub>f</sub>	0.4	0.7	0.9	37.2	<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="5">TABLEAU HARMONIQUES</th> </tr> <tr> <th>Amp</th> <th>L1</th> <th>L2</th> <th>L3</th> <th>N</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>THD%<sub>f</sub></td> <td>8.1</td> <td>8.8</td> <td>8.7</td> <td>155.2</td> </tr> <tr> <td>H3%<sub>f</sub></td> <td>1.0</td> <td>0.4</td> <td>0.9</td> <td>34.6</td> </tr> <tr> <td>H5%<sub>f</sub></td> <td>5.0</td> <td>6.5</td> <td>6.2</td> <td>37.7</td> </tr> <tr> <td>H7%<sub>f</sub></td> <td>5.6</td> <td>4.8</td> <td>5.3</td> <td>39.1</td> </tr> <tr> <td>H9%<sub>f</sub></td> <td>1.0</td> <td>1.3</td> <td>1.2</td> <td>41.9</td> </tr> <tr> <td>H11%<sub>f</sub></td> <td>1.0</td> <td>1.3</td> <td>0.7</td> <td>42.6</td> </tr> <tr> <td>H13%<sub>f</sub></td> <td>1.6</td> <td>1.1</td> <td>1.6</td> <td>38.9</td> </tr> <tr> <td>H15%<sub>f</sub></td> <td>0.4</td> <td>0.6</td> <td>0.7</td> <td>37.5</td> </tr> </tbody> </table> <p>09/15/16 12:54:57 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160</p> <p>U A W HARMONIC HOLD U&amp;a GRAPH TREND RUN</p> <p>b) Méthode <math>p-q</math> originale</p>	TABLEAU HARMONIQUES					Amp	L1	L2	L3	N	THD% <sub>f</sub>	8.1	8.8	8.7	155.2	H3% <sub>f</sub>	1.0	0.4	0.9	34.6	H5% <sub>f</sub>	5.0	6.5	6.2	37.7	H7% <sub>f</sub>	5.6	4.8	5.3	39.1	H9% <sub>f</sub>	1.0	1.3	1.2	41.9	H11% <sub>f</sub>	1.0	1.3	0.7	42.6	H13% <sub>f</sub>	1.6	1.1	1.6	38.9	H15% <sub>f</sub>	0.4	0.6	0.7	37.5
TABLEAU HARMONIQUES																																																																																																					
Amp	L1	L2	L3	N																																																																																																	
THD% <sub>f</sub>	3.2	3.6	4.1	150.3																																																																																																	
H3% <sub>f</sub>	0.5	0.4	0.5	33.0																																																																																																	
H5% <sub>f</sub>	1.5	1.6	1.9	35.3																																																																																																	
H7% <sub>f</sub>	0.6	1.5	1.8	35.7																																																																																																	
H9% <sub>f</sub>	0.9	0.5	0.6	38.6																																																																																																	
H11% <sub>f</sub>	0.3	0.7	0.8	37.2																																																																																																	
H13% <sub>f</sub>	0.6	0.5	0.9	34.4																																																																																																	
H15% <sub>f</sub>	0.4	0.7	0.9	37.2																																																																																																	
TABLEAU HARMONIQUES																																																																																																					
Amp	L1	L2	L3	N																																																																																																	
THD% <sub>f</sub>	8.1	8.8	8.7	155.2																																																																																																	
H3% <sub>f</sub>	1.0	0.4	0.9	34.6																																																																																																	
H5% <sub>f</sub>	5.0	6.5	6.2	37.7																																																																																																	
H7% <sub>f</sub>	5.6	4.8	5.3	39.1																																																																																																	
H9% <sub>f</sub>	1.0	1.3	1.2	41.9																																																																																																	
H11% <sub>f</sub>	1.0	1.3	0.7	42.6																																																																																																	
H13% <sub>f</sub>	1.6	1.1	1.6	38.9																																																																																																	
H15% <sub>f</sub>	0.4	0.6	0.7	37.5																																																																																																	
<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="5">TABLEAU HARMONIQUES</th> </tr> <tr> <th>Amp</th> <th>L1</th> <th>L2</th> <th>L3</th> <th>N</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>THD%<sub>f</sub></td> <td>6.8</td> <td>8.2</td> <td>9.8</td> <td>118.8</td> </tr> <tr> <td>H3%<sub>f</sub></td> <td>1.8</td> <td>0.6</td> <td>2.2</td> <td>36.1</td> </tr> <tr> <td>H5%<sub>f</sub></td> <td>4.8</td> <td>6.4</td> <td>8.3</td> <td>35.3</td> </tr> <tr> <td>H7%<sub>f</sub></td> <td>3.7</td> <td>3.7</td> <td>3.1</td> <td>35.1</td> </tr> <tr> <td>H9%<sub>f</sub></td> <td>1.1</td> <td>1.0</td> <td>2.0</td> <td>36.2</td> </tr> <tr> <td>H11%<sub>f</sub></td> <td>1.2</td> <td>1.8</td> <td>0.9</td> <td>34.5</td> </tr> <tr> <td>H13%<sub>f</sub></td> <td>1.3</td> <td>0.5</td> <td>1.5</td> <td>36.9</td> </tr> <tr> <td>H15%<sub>f</sub></td> <td>0.7</td> <td>0.5</td> <td>0.7</td> <td>33.9</td> </tr> </tbody> </table> <p>09/16/16 17:38:03 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160</p> <p>U A W HARMONIC HOLD U&amp;a GRAPH TREND RUN</p> <p>c) Méthode <math>p-q</math> modifiée</p>	TABLEAU HARMONIQUES					Amp	L1	L2	L3	N	THD% <sub>f</sub>	6.8	8.2	9.8	118.8	H3% <sub>f</sub>	1.8	0.6	2.2	36.1	H5% <sub>f</sub>	4.8	6.4	8.3	35.3	H7% <sub>f</sub>	3.7	3.7	3.1	35.1	H9% <sub>f</sub>	1.1	1.0	2.0	36.2	H11% <sub>f</sub>	1.2	1.8	0.9	34.5	H13% <sub>f</sub>	1.3	0.5	1.5	36.9	H15% <sub>f</sub>	0.7	0.5	0.7	33.9	<table border="1"> <thead> <tr> <th colspan="5">TABLEAU HARMONIQUES</th> </tr> <tr> <th>Amp</th> <th>L1</th> <th>L2</th> <th>L3</th> <th>N</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>THD%<sub>f</sub></td> <td>5.2</td> <td>4.2</td> <td>6.4</td> <td>137.0</td> </tr> <tr> <td>H3%<sub>f</sub></td> <td>3.0</td> <td>2.6</td> <td>5.3</td> <td>36.6</td> </tr> <tr> <td>H5%<sub>f</sub></td> <td>3.6</td> <td>0.9</td> <td>2.7</td> <td>36.1</td> </tr> <tr> <td>H7%<sub>f</sub></td> <td>1.3</td> <td>2.2</td> <td>1.2</td> <td>35.2</td> </tr> <tr> <td>H9%<sub>f</sub></td> <td>0.5</td> <td>0.4</td> <td>0.5</td> <td>37.5</td> </tr> <tr> <td>H11%<sub>f</sub></td> <td>0.9</td> <td>1.3</td> <td>0.7</td> <td>35.6</td> </tr> <tr> <td>H13%<sub>f</sub></td> <td>0.8</td> <td>0.7</td> <td>0.7</td> <td>35.1</td> </tr> <tr> <td>H15%<sub>f</sub></td> <td>0.3</td> <td>0.4</td> <td>0.6</td> <td>38.3</td> </tr> </tbody> </table> <p>09/20/16 16:26:24 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160</p> <p>U A W HARMONIC HOLD U&amp;a GRAPH TREND RUN</p> <p>d) Méthode <math>p-q-r</math></p>	TABLEAU HARMONIQUES					Amp	L1	L2	L3	N	THD% <sub>f</sub>	5.2	4.2	6.4	137.0	H3% <sub>f</sub>	3.0	2.6	5.3	36.6	H5% <sub>f</sub>	3.6	0.9	2.7	36.1	H7% <sub>f</sub>	1.3	2.2	1.2	35.2	H9% <sub>f</sub>	0.5	0.4	0.5	37.5	H11% <sub>f</sub>	0.9	1.3	0.7	35.6	H13% <sub>f</sub>	0.8	0.7	0.7	35.1	H15% <sub>f</sub>	0.3	0.4	0.6	38.3
TABLEAU HARMONIQUES																																																																																																					
Amp	L1	L2	L3	N																																																																																																	
THD% <sub>f</sub>	6.8	8.2	9.8	118.8																																																																																																	
H3% <sub>f</sub>	1.8	0.6	2.2	36.1																																																																																																	
H5% <sub>f</sub>	4.8	6.4	8.3	35.3																																																																																																	
H7% <sub>f</sub>	3.7	3.7	3.1	35.1																																																																																																	
H9% <sub>f</sub>	1.1	1.0	2.0	36.2																																																																																																	
H11% <sub>f</sub>	1.2	1.8	0.9	34.5																																																																																																	
H13% <sub>f</sub>	1.3	0.5	1.5	36.9																																																																																																	
H15% <sub>f</sub>	0.7	0.5	0.7	33.9																																																																																																	
TABLEAU HARMONIQUES																																																																																																					
Amp	L1	L2	L3	N																																																																																																	
THD% <sub>f</sub>	5.2	4.2	6.4	137.0																																																																																																	
H3% <sub>f</sub>	3.0	2.6	5.3	36.6																																																																																																	
H5% <sub>f</sub>	3.6	0.9	2.7	36.1																																																																																																	
H7% <sub>f</sub>	1.3	2.2	1.2	35.2																																																																																																	
H9% <sub>f</sub>	0.5	0.4	0.5	37.5																																																																																																	
H11% <sub>f</sub>	0.9	1.3	0.7	35.6																																																																																																	
H13% <sub>f</sub>	0.8	0.7	0.7	35.1																																																																																																	
H15% <sub>f</sub>	0.3	0.4	0.6	38.3																																																																																																	

Figure V.29. Comparaison du contenu harmonique des courants  $i_{sa,b,c}$  surchaque phase et pour les 4 méthodes

La méthode DCAP affiche le contenu harmonique le plus faible par rapport aux autres méthodes, que ce soit pour la distorsion globale ( $THD$ ) ou individuelle. La figure V.30 présente l'ensemble des  $THD$  sur chaque phase du réseau pour les 4 méthodes. La valeur moyenne des  $THD$  sur les trois phases est montrée sur cette figure.

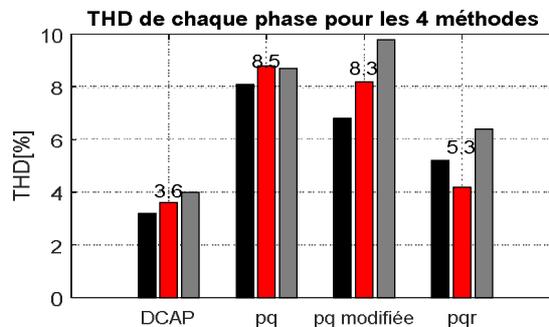


Figure V.30. Comparaison des  $THD$  des courants filtrés pour 4 méthodes

### V-D-II-4 Comparaison des taux de déséquilibre inverse

Cette comparaison permet de savoir si les courants sont bien équilibrés sur les trois phases. Les composantes inverse ( $X_i$ ) et homopolaire sont calculées. La norme EN50160 exige une valeur  $\frac{X_i}{X_d} \leq 2\%$  ( $X_d$  est la composante directe). Dans le cas du réseau sans neutre, on ne tient pas compte de la composante homopolaire du courant. Les diagrammes en figure V.31 indiquent les valeurs du déséquilibre inverse dans le cadre « Neg » (Negative sequence current) montrent qu'uniquement la DCAP répond aux exigences de la norme avec un taux de déséquilibre de  $0.8\% < 2\%$ . Les autres sont « hors normes ».

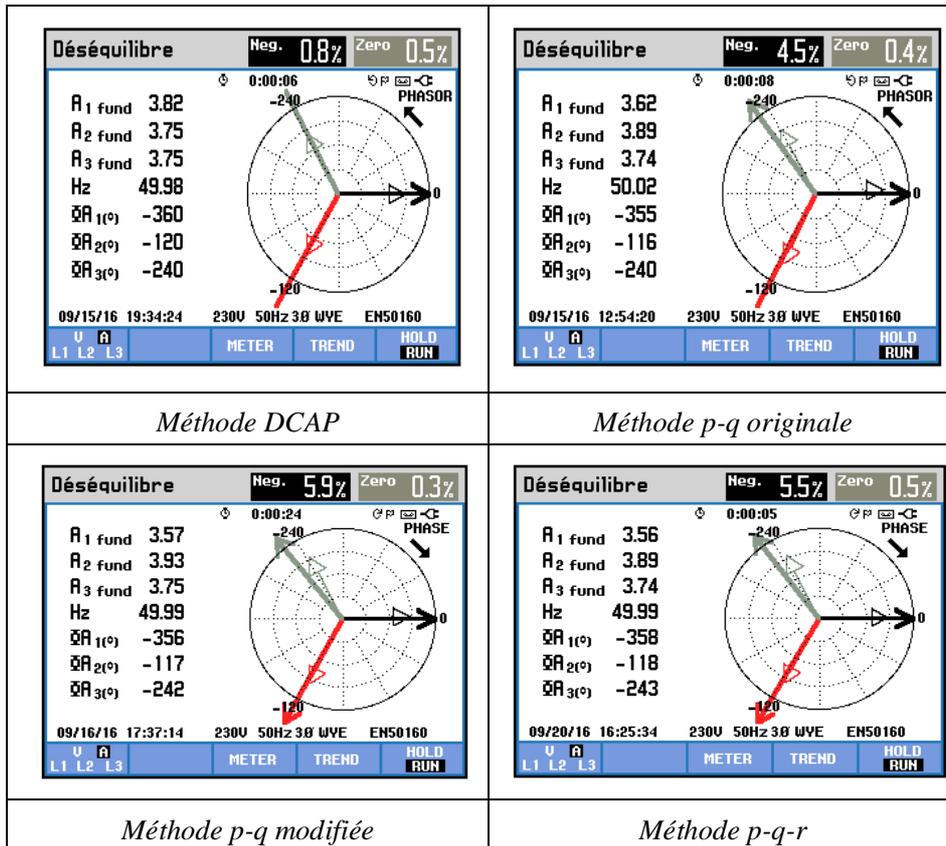


Figure V.31. Diagrammes vectoriels et taux de déséquilibre (EN50160) des courants  $i_{sa,b,c}$  filtrés

La figure 32 présente la comparaison des taux de déséquilibre et montre que la DCAP est la seule à répondre aux attentes de la norme en matière d'équilibre des courants filtrés sur un réseau perturbé en tension.

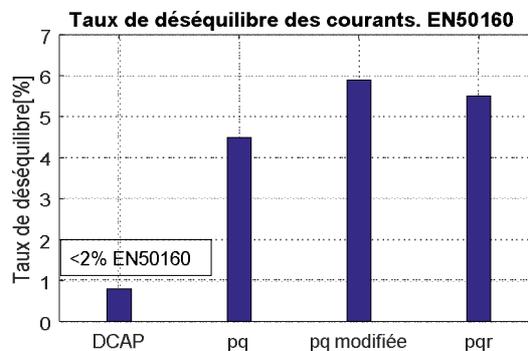


Figure V.32. Comparaison des taux de déséquilibre inverse des courants de lignes après filtrage

### V-D-II-5 Comparaison des Puissances et des Facteurs de Puissances FP

Le but de cette comparaison est de savoir, d'abord, qu'elle méthode fournit le moins de puissance active (totale sur les 3 phases) pour une **même charge** dans les **mêmes conditions** avant le filtrage. Les tableaux des relevés des puissances sont montrés en figure V.33. Il est vu que pour la DCAP (figure V.33.a), la source fournit le moins de puissance active (1002W). Elle est à 1.99% en moins par rapport à la méthode  $p-q$  (1022W), à 2.3% en moins par rapport à la  $p-q$  modifiée (1028W) et à 1.29% en moins que la  $p-q-r$ . Quant à la puissance réactive, toutes les autres méthodes n'ont pas réussi pleinement la compensation et de plus on observe un excès d'énergie réactive sur les lignes de phase (repéré par le symbole du condensateur montrant un renvoi supplémentaire du réactif)

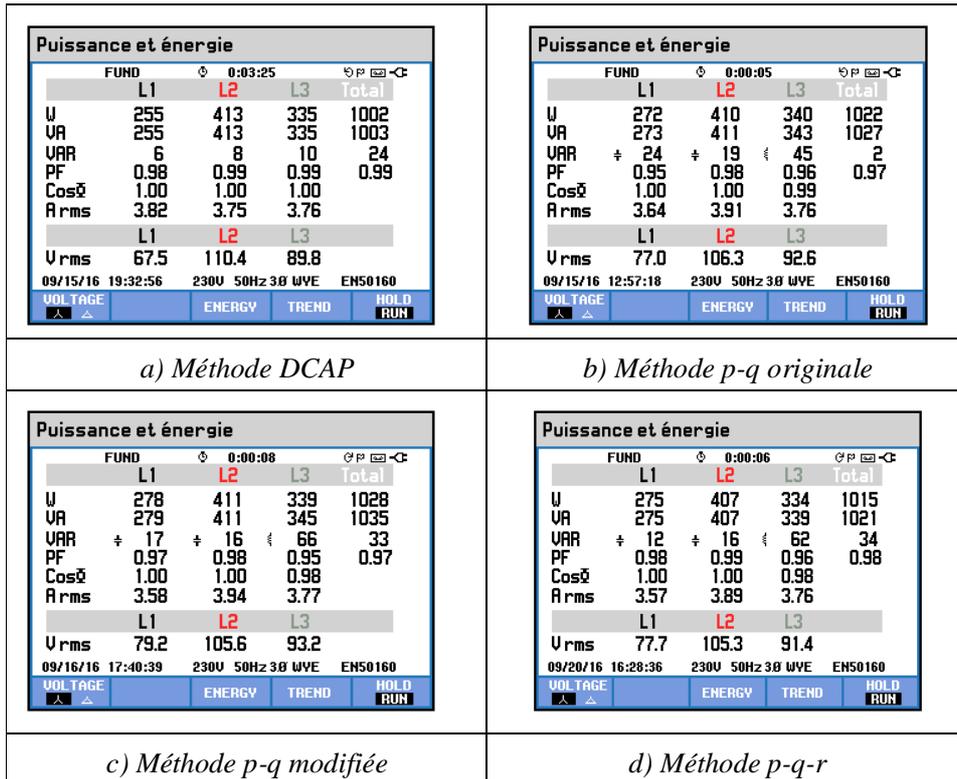


Figure V.33. Puissance fournies par la source, FP et DPF, et pour 4 méthodes

La qualité de la compensation en termes de puissance est aussi montrée par le facteur de puissance après filtrage indiqué dans les tableaux. Il est clair que la DCAP offre le meilleur FP (0.98, 0.99, 0.99) sur l'ensemble des phases par rapports aux autres méthodes. La comparaison est en figure V.34.

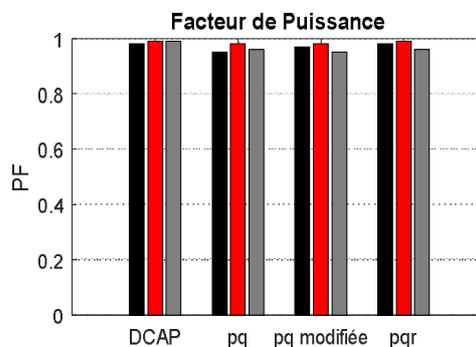


Figure V.34. Comparaison des facteurs de Puissance FP ou PF

### V-D-II-6 Comparaison des DPF ou $\cos\varphi$ ( $\cos\varphi_1$ )

Le DPF est lié au déphasage du fondamental du courant par rapport au fondamental de la tension. Or, les tensions  $v_{a,b,c}$  sont perturbées pour pouvoir reconnaître visuellement leurs fondamentaux. Alors nous présentons, à titre d'exemple, le courant  $i_{sc}$  par rapport à la tension  $v_3(t)$  à l'origine du réseau en figure V.35 qui est moins perturbée, donc assimilée à son fondamental, et non pas la tension  $v_c(t)$  aux points  $P_{cc}$ .

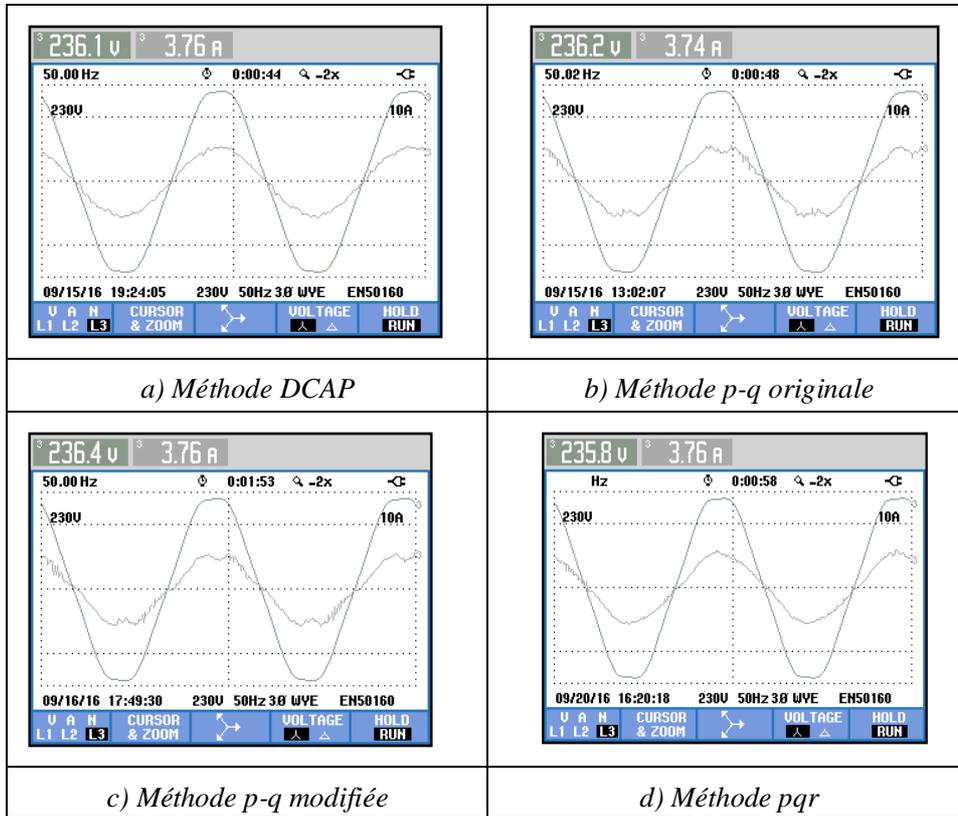


Figure V.35. Tension  $v_3$  et courant  $i_{sc}$  après filtrage

Par contre, la comparaison sur les DPF aux points  $P_{cc}$  d'après les tableaux des puissances (figure V.36) relevés entre  $v_{a,b,c}(t)$  et  $i_{sa,b,c}(t)$  montre que seule la DCAP atteint des valeurs unitaires sur les trois phases en figure V.36.

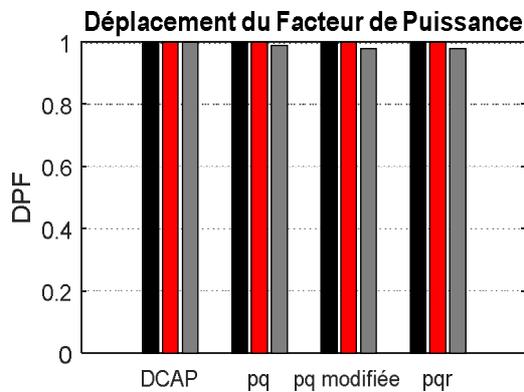


Figure V.36. Comparaison des DPF aux points  $P_{cc}$  pour chaque phase pour les 4 méthodes

### V-D-II-7 Comparaison du nombre d'opérations mathématiques pour chaque méthode

Chaque méthode diffère de l'autre dans son algorithme de génération des courants de référence bien qu'elles ont besoin toutes des mêmes grandeurs d'entrées, comme schématisé à la figure V.37, soit les courants de la charge  $i_{La,b,c}(t)$ , les tensions  $v_{a,b,c}(t)$  aux points  $P_{cc}$ , les courants du filtre  $i_{fa,b,c}(t)$ , les tensions du bus DC  $v_{ch,b}(t)$  et la puissance nécessaire à la régulations du bus DC que l'on appelle  $P_{filtre}$ .

Pour ces grandeurs communes à toutes les méthodes, le nombre d'opérations mathématiques nécessaire à l'extraction des courants de référence diffère considérablement entre les méthodes. La DCAP nécessite 21 opérations contre 59 pour la  $p-q$  originale et 70 pour la  $p-q$  modifiée et 90 pour la  $p-q-r$ .

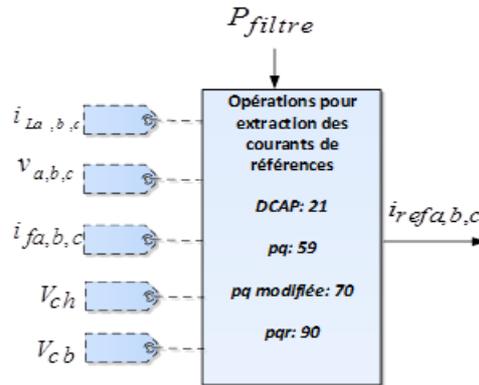


Figure V.37. Comparaison en nombre d'opérations mathématiques pour extraire les courants de référence

Nous avons considéré pour ce calcul, que la puissance  $P_{filtre}$  nécessaire à la régulation des tensions DC est extraite d'une façon unique (bien que les boucles de régulation des tensions puissent être différentes selon les auteurs) et cela pour cerner le calcul seulement au niveau de l'algorithme de base de chaque méthode. Alors, on s'est basé sur notre méthode pour calculer cette puissance. D'un autre côté, nous avons aussi retranché les éléments en communs comme le filtre passe-haut ou passe-bas.

### V-D-II-8 Conclusion

Nous avons vu dans cette partie, après la comparaison des performances de ces 4 méthodes, que la méthode DCAP proposée détient les meilleures caractéristiques répondant aux critères de norme ainsi qu'aux critères de filtrage actif. Les courants sont bien sinusoïdaux avec un taux de déséquilibre de 0.8% bien inférieur à la limite de la norme de 2%, la puissance active fournie par la source est minimale réduisant ainsi les pertes inutiles dans le système, le facteur de puissance est le plus élevé et le déplacement de facteur de puissance est unitaire montrant que les courants sont bien en phase avec leurs tensions correspondantes. Ces performances sont bien supérieures à celles des autres méthodes que ce soit pour chaque critère isolé de comparaison (Phase par phase comme le THD, RMS, DPF) ou bien dans la globalité (équilibre des courants, PF). En outre, le calcul des courants de référence est plus rapide dans cette méthode que dans les autres. Dans la suite de cette partie, nous allons montrer les résultats du filtrage actif sur un réseau triphasé avec neutre distribué et un filtre 3 bras-4 fils dont le neutre du réseau est connecté au point milieu du bus DC. Ensuite nous présenterons les résultats pour la méthode DCAP dans une application en monophasé pour deux structures pour l'onduleur :

- i- Onduleur monophasé à deux bras
- ii- Onduleur monophasé à 1 bras plus neutre connecté au point milieu du bus DC.

### V-D-III COMPARAISON DES PERFORMANCES SUR UN RESEAU 4 FILS.

Les méthodes étudiées ne gèrent pas la compensation phase par phase comme notre méthode le fait. Nous avons jugé intéressant de voir leur comportement face une charge triphasée dont une phase uniquement absorbe de la puissance réactive. Nous avons conçu un circuit avec 3 charges monophasées déséquilibrées dont deux sont plutôt résistives et une troisième inductive.

Nous avons pris volontairement des charges linéaires pour étudier d'abord les réponses des méthodes quand les courants sont uniquement perturbés par la source (perturbée) et ensuite pour voir la pertinence de chaque méthode pour la compensation de la puissance réactive surtout qu'il y a deux charges qui n'en absorbent pas (ou très peu en fonction du déséquilibre de la tension correspondante et des inductances dues aux résistances bobinées de la charge).

Le schéma du circuit de puissance est en figure V.36. Les charges résistives sont  $R_1 = 40\Omega$ ,  $R_2 = 38.5\Omega$  et la charge inductive  $R_3 = 24\Omega$  et  $L_3 = 44.5mH$ . Les données du réseau et du filtre sont les mêmes décrites avant.

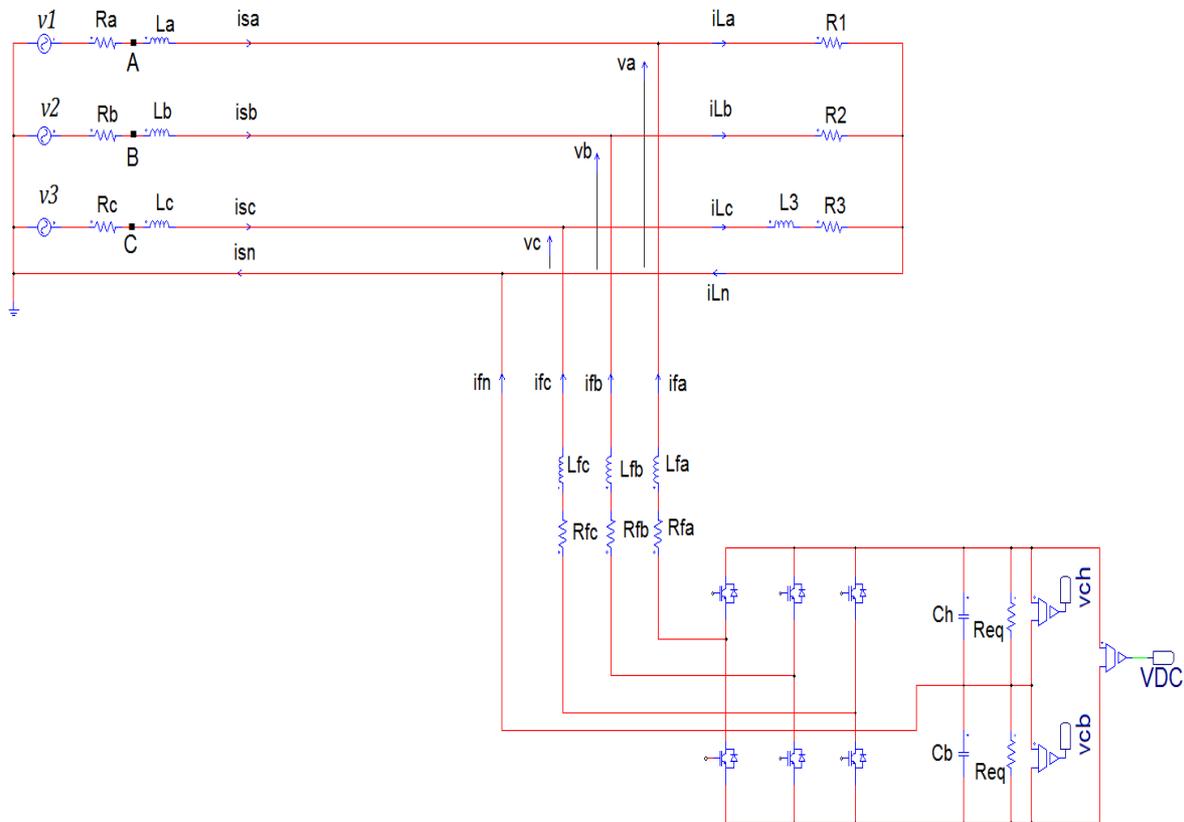


Figure V.36 Schéma de puissance pour le filtrage à 4 fils.

#### V-D- III-1 Etat des lieux initial. Formes d'ondes et bilan de puissance.

Nous présentons à la figure V.37 le système des tensions et leur déséquilibre ainsi que leur contenu harmonique. Les chutes de tensions différentes dans les résistances de lignes de lignes  $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$  cèdent à des tensions  $v_{a,b,c}(t)$  d'amplitudes inégales aux points  $P_{cc}$  (fig V.37.a). Le déséquilibre de tension est de 8.5% inverse et 7.3% homopolaire (figure V.37.b). Les tensions sont perturbées avec un  $THD_v$  de 8.2%, un  $THD_v$  de 4.9%, sur la deuxième phase et un  $THD_v$  de 8.6% sur la troisième phase (figure V.37.c).

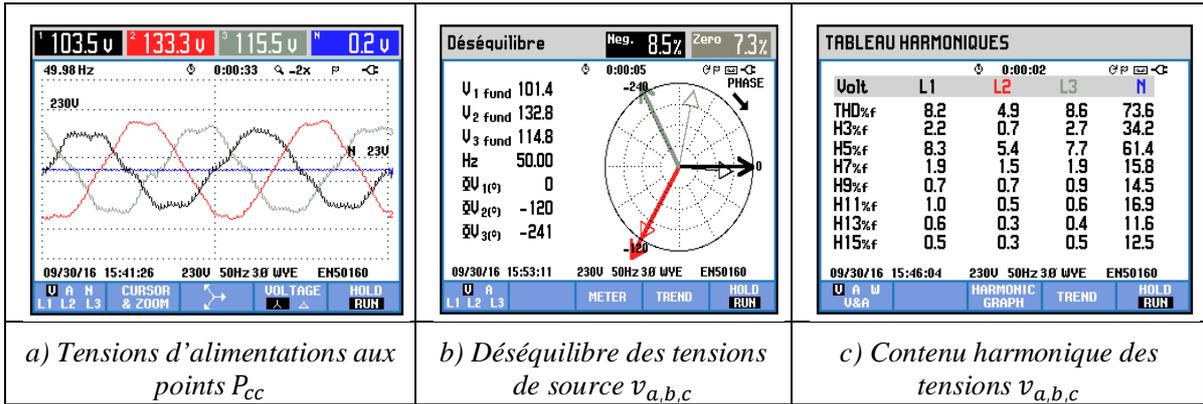


Figure V.37. Système triphasé de tensions déséquilibrées et perturbées

Le déséquilibre des tensions cède à des courants inégaux dans la phase 1 et 2 en figure V.38.a malgré que les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont presque identiques.

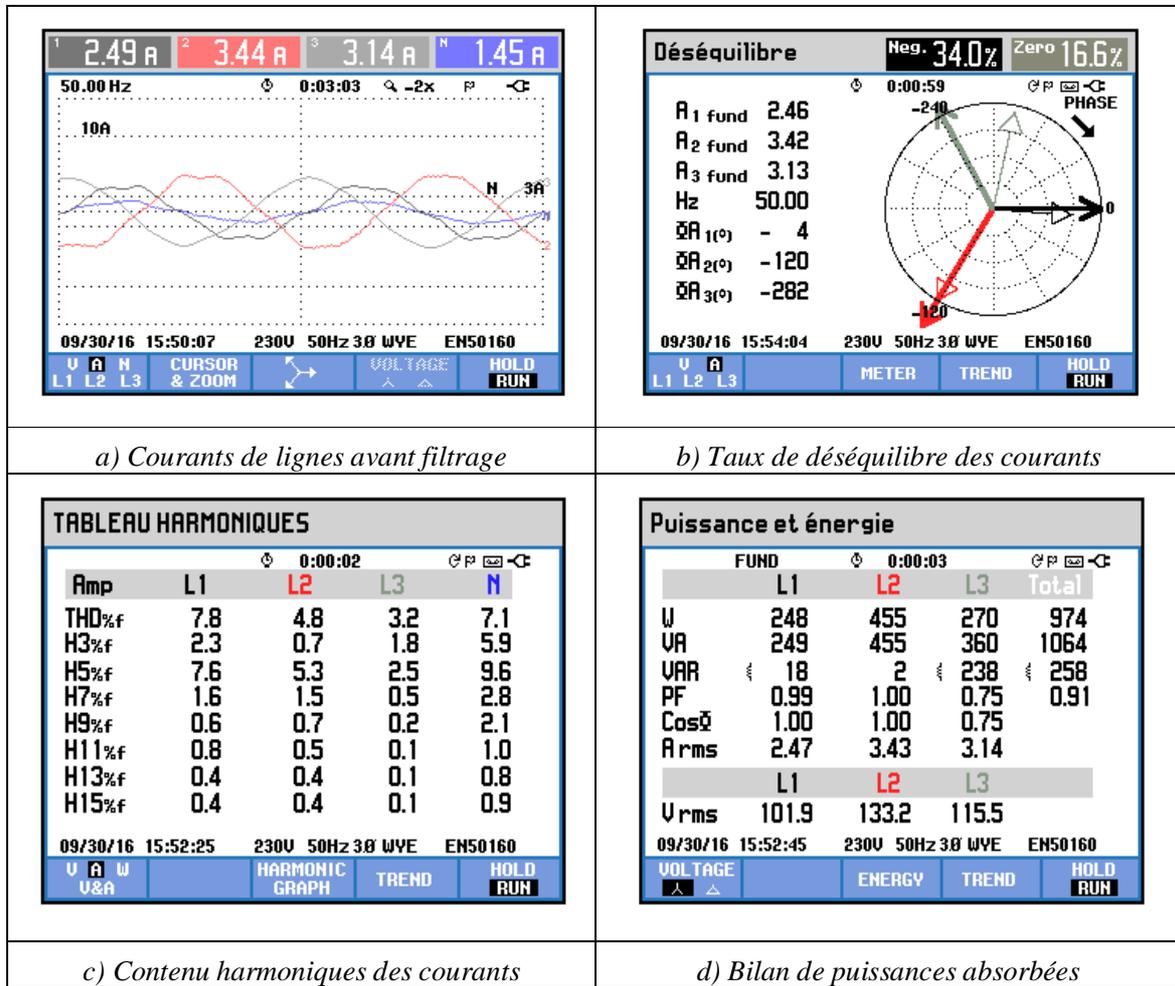


Figure V.38. Système triphasé de courants avant le filtrage. Bilan de puissance et déséquilibre

Les taux de déséquilibre inverse des courants est de 34% et le déséquilibre homopolaire de 16.6% vus en figure 38.b.

Les perturbations harmoniques des courants en figure V.38.c sont cette fois ci liées aux harmoniques des tensions. Nous avons un  $THD_i$  de 7.8% sur la première phase pour un  $THD_v$  de 8.2%, un  $THD_i$  de 4.8% sur la deuxième phase pour un  $THD_v$  de 4.9%, par contre, on a un  $THD_i$  de 3.2% sur la troisième phase pour un  $THD_v$  de 8.6%.

Les puissances réactives absorbées par les charges sont de 18VAR pour la première phase, 2 VAR pour la deuxième et 238 VAR pour la troisième phase où il y a la charge inductive.

Les facteurs de puissance FP de 0.99 et 1 pour les deux charges résistives et 0.75 pour la charge inductive. Le DPF pour les charges linéaires suit le FP avec comme valeur unitaires pour les charges résistives et 0.75 pour la charge inductive.

La valeur efficace du courant dans le neutre (en bleu sur la figure V.40.a) est égale à 1.45A.

Le défi des méthodes sous l'étude est de compenser la puissance réactive de la troisième phase sans affecter les autres phases et en plus de compenser le courant dans le neutre.

Dans ce qui suit, on compare les résultats de la compensation pour les 4 méthodes.

### V-D- III-2 Comparaison des formes d'ondes, valeurs efficaces et courants dans le neutre

Les formes d'ondes expérimentales pour les courants de la source  $i_{sa,b,c}(t)$  après le filtrage et le courant du neutre du côté de la source sont présentées pour les 4 méthodes sur la figure V.39. En haut de chaque figure, les valeurs efficaces sont affichées pour les courants de chaque phase et pour le neutre.

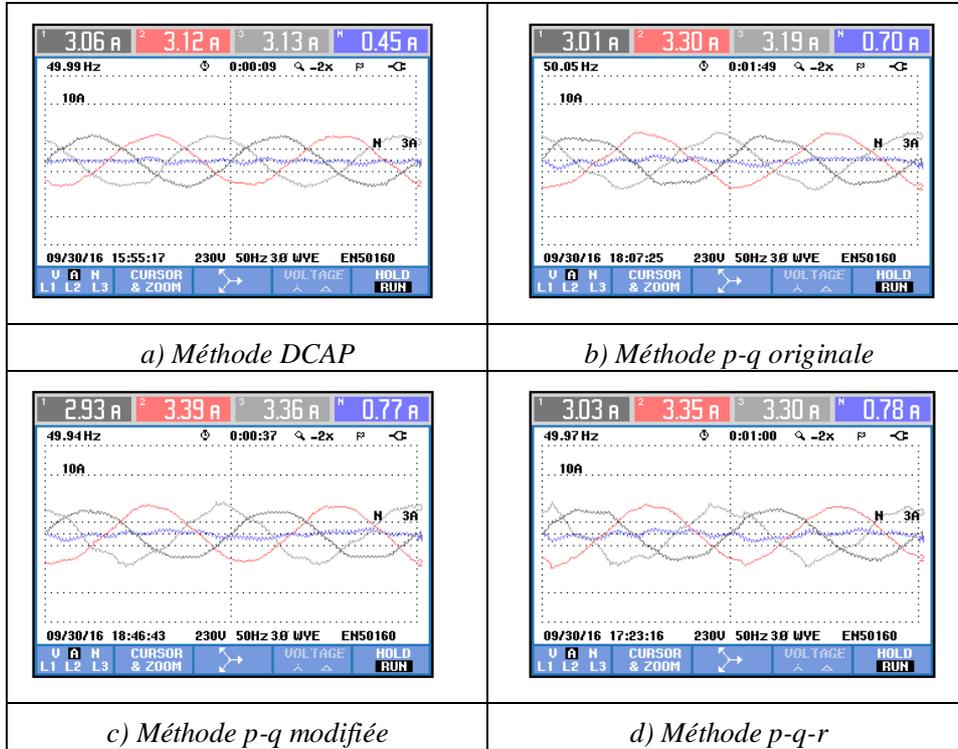


Figure V.39. Formes d'ondes des courants  $i_{sa,b,c}(t)$  après filtrage et courant du neutre

Dans notre méthode DCAP, en figure V.39.a, les courants ont l'allure la plus sinusoïdale par rapport aux autres méthodes ainsi qu'un équilibre pour les courants sur les trois lignes. La comparaison des valeurs efficaces en figure V.40 montre aussi cet équilibre par rapport aux autres méthodes.

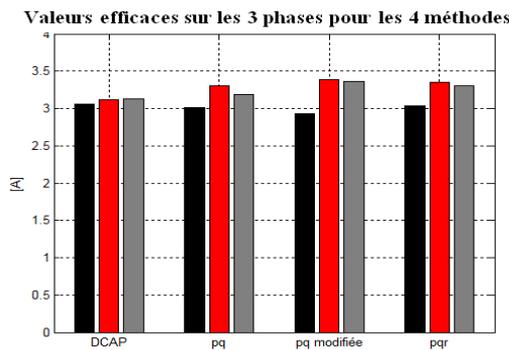


Figure V.40. Comparaison des valeurs efficaces des courants sur chaque phase et pour 4 méthodes

Il paraît d'après les courants, que la compensation sur la troisième phase n'est effective que pour la DCAP. Quant au courant du neutre, il est le plus compensé par la DCAP avec une valeur efficace de 0.45A au lieu de 1.45A.

### V-D- III-3 Comparaison des THD

Les relevés harmoniques des courants de lignes de source  $i_{sa,b,c}(t)$  filtrés sont présentés en figure V.41 pour les 4 méthodes.

TABLEAU HARMONIQUES				
Amp	L1	L2	L3	N
THD%f	2.7	1.8	4.1	108.8
H3%f	1.6	1.0	2.6	69.4
H5%f	2.8	3.7	2.5	123.4
H7%f	1.1	0.6	1.0	19.7
H9%f	0.5	0.4	0.8	12.8
H11%f	0.6	0.4	0.6	12.8
H13%f	0.4	0.3	0.4	8.2
H15%f	0.4	0.3	0.5	7.2
09/30/16 15:45:37 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160				
U A W U&A	HARMONIC GRAPH	TREND	HOLD RUN	

a) Méthode DCAP

TABLEAU HARMONIQUES				
Amp	L1	L2	L3	N
THD%f	9.9	6.3	9.6	60.9
H3%f	9.0	4.6	9.3	43.7
H5%f	3.7	4.8	4.2	62.9
H7%f	1.2	1.2	2.0	7.4
H9%f	0.7	0.6	0.5	7.7
H11%f	0.7	0.3	1.1	7.0
H13%f	0.3	0.3	0.5	2.7
H15%f	0.3	0.2	0.3	2.4
09/30/16 18:10:02 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160				
U A W U&A	HARMONIC GRAPH	TREND	HOLD RUN	

b) Méthode p-q originale

TABLEAU HARMONIQUES				
Amp	L1	L2	L3	N
THD%f	5.6	5.2	5.3	31.0
H3%f	5.0	3.3	4.1	9.7
H5%f	2.6	4.5	8.2	52.0
H7%f	1.3	1.2	1.5	10.2
H9%f	1.3	0.5	1.0	4.0
H11%f	0.7	0.4	0.7	3.5
H13%f	0.3	0.3	0.5	1.5
H15%f	0.3	0.2	0.4	1.9
09/30/16 18:49:42 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160				
U A W U&A	HARMONIC GRAPH	TREND	HOLD RUN	

c) Méthode p-q modifiée

TABLEAU HARMONIQUES				
Amp	L1	L2	L3	N
THD%f	4.2	3.2	9.1	37.6
H3%f	4.0	1.8	7.7	23.5
H5%f	3.5	1.7	10.4	49.0
H7%f	2.5	1.5	2.2	9.7
H9%f	0.8	1.2	1.8	5.1
H11%f	0.6	0.9	1.4	3.5
H13%f	0.7	0.6	0.9	3.6
H15%f	0.5	0.4	0.9	3.0
09/30/16 17:26:20 230V 50Hz 3Ø WVE ENS0160				
U A W U&A	HARMONIC GRAPH	TREND	HOLD RUN	

d) Méthode p-q-r

Figure V.41. Contenu harmonique des courants  $i_{sa,b,c}(t)$  après filtrage

La méthode DCAP affiche le contenu harmonique le plus faible par rapport aux autres méthodes, que ce soit pour la distorsion globale (THD) ou individuelle. La figure V.42 présente l'ensemble des THD sur chaque phase du réseau pour les 4 méthodes.

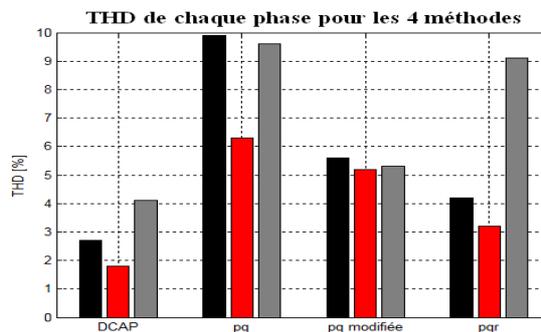


Figure V.42. Comparaison des THD des courants filtrés pour 4 méthodes

Malgré que les perturbations harmoniques des courants soient liées aux perturbations des tensions et pas de la charge, on trouve que, pour la méthode DCAP, le  $THD_i$  a bien baissé à des niveaux acceptables. Tandis que pour les autres méthodes il y a une dégradation de la qualité des courants.

### V-D- III-4 Comparaison des taux de déséquilibre inverse et homopolaire

Les diagrammes en figure V.43 indiquent les valeurs du déséquilibre inverse dans le cadre « Neg » et le déséquilibre homopolaire dans le cadre « Zero ». Ils montrent qu'uniquement la DCAP répond aux exigences de la norme avec un taux de déséquilibre inverse de 0.2% < 2% et homopolaire de 1.5% < 2%. Les autres méthodes sont « hors normes ».

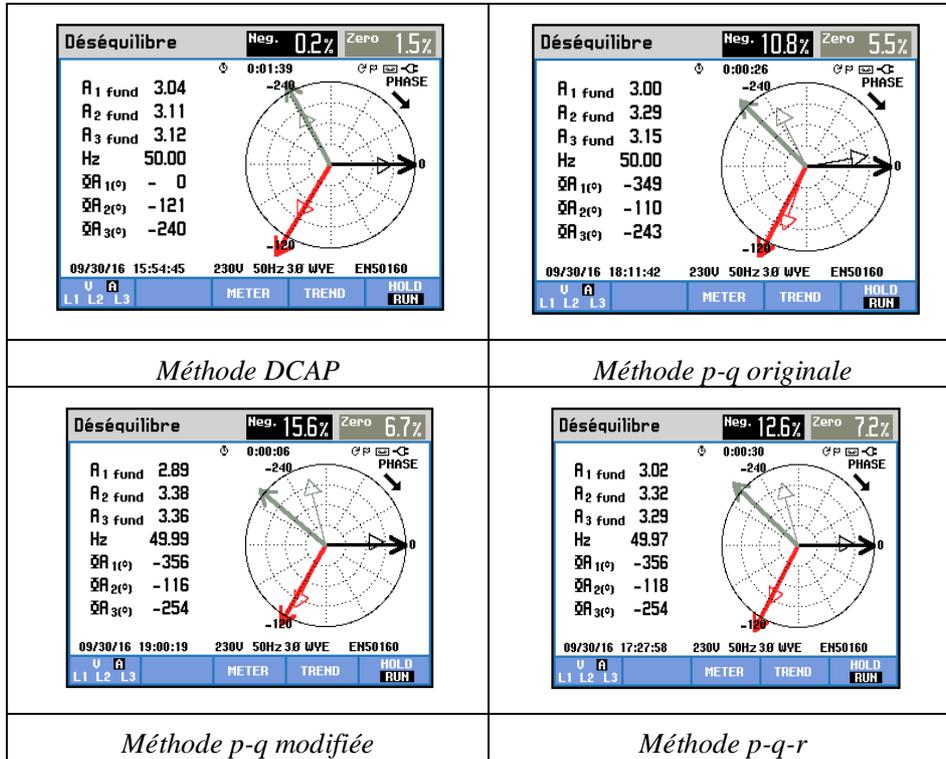


Figure V.43. Taux de déséquilibre (EN50160) des courants  $i_{sa,b,c}$  filtrés

La figure V.44 présente la comparaison entre les taux de déséquilibre et montre que la DCAP est la seule à répondre aux attentes de la norme en matière d'équilibre des courants filtrés sur un réseau perturbé en tension.

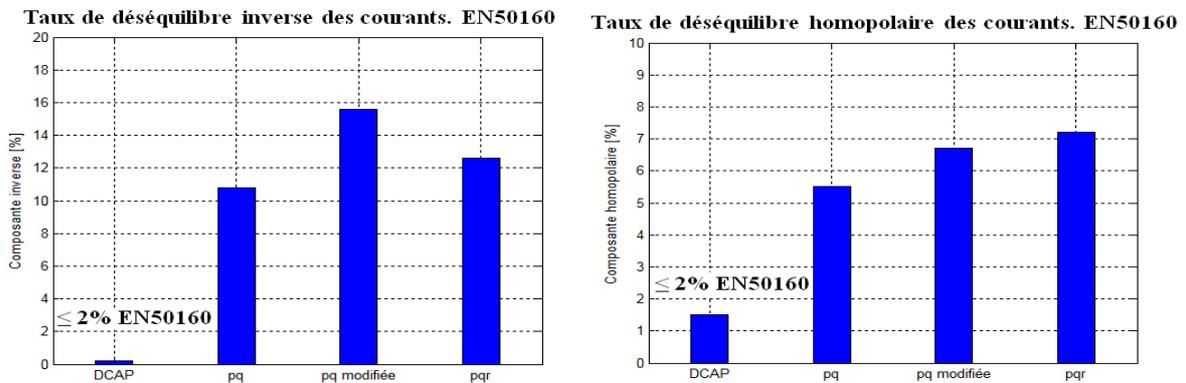


Figure V.44. Comparaison des taux de déséquilibre inverse et homopolaire des courants de lignes après filtrage

Les performances de la DCAP sont flagrantes devant les autres méthodes. Le courant du neutre est réduit à une valeur acceptable par la norme quantifiée par le déséquilibre homopolaire ( $\frac{X_0}{X_d} \%$ ).  $X_0$  est la composante homopolaire du courant.

### V-D- III-5 Comparaison et analyse de la compensation des puissances réactives.

Avec le montage et les charges considérés, on s'attendait à ce que les méthodes compensent la puissance réactive absorbée par la troisième phase sans altérer les autres phases. Or, d'après les relevés dans la figure V.45, il n'y a que la méthode DCAP qui assure cet objectif en figure V.45.a. La puissance initiale de 238 VAR sur la phase 3 et les 18 VAR sur la phase 1 sont majoritairement compensée. Les autres méthodes n'ont pas réussi pleinement la compensation et de plus on observe un excès d'énergie réactive injectée par le filtre sur les lignes de phases 1 et 2 (repéré par le symbole du condensateur montrant la présence d'une puissance capacitive ce qui se traduit par un renvoi supplémentaire du réactif).

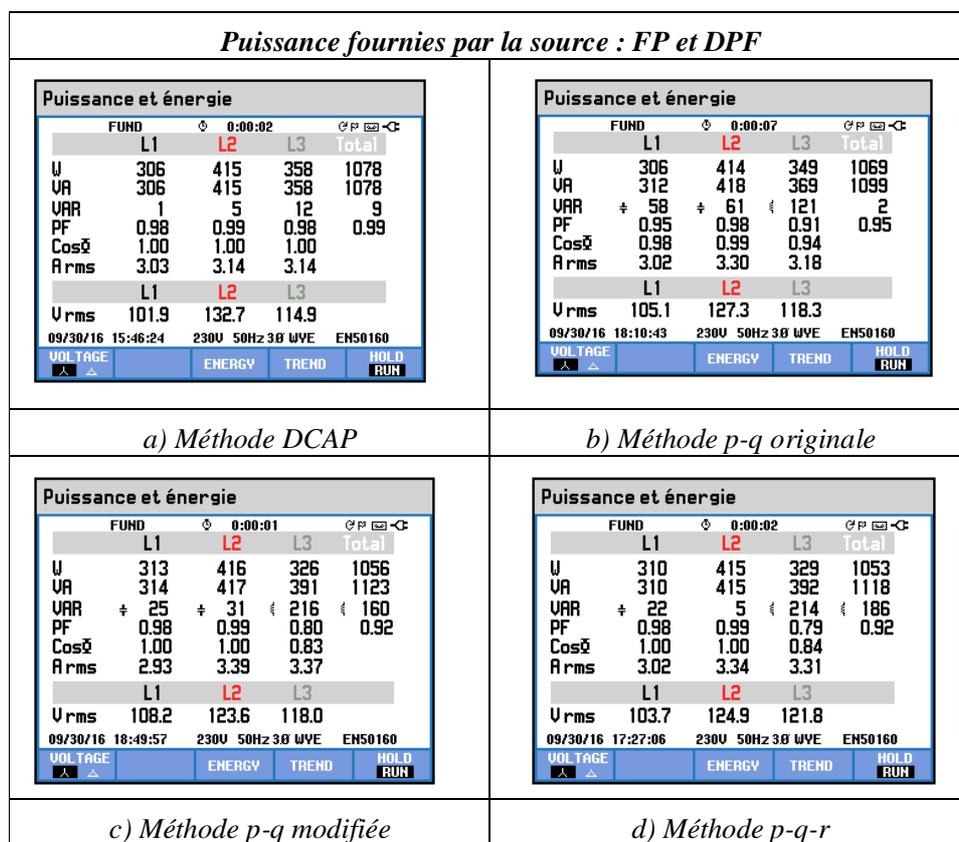


Figure V.45. Comparaison des puissances sur chaque phase et pour 4 méthodes

Or, pour la méthode  $p-q$ , le résultat de la compensation était bien prévu et calculé et correspond à la logique de son algorithme. Pour la  $p-q$  modifiée, on s'attendait à une compensation incomplète, par contre le résultat pour la  $p-q-r$  n'était pas imaginé de la sorte. En effet,

- a- La méthode  $p-q$  calcul l'intégralité de la puissance réactive dans le circuit et la répartie également sur les trois phases pour la compensation. Dans ces conditions, le filtre va injecter du réactif sur les phases 1 et 2 et les courants de lignes correspondants vont être en avance sur la tension car à l'origine ils sont en phase avec la tension pour une charge résistive. Pour chiffrer (on fait le calcul simplifié comme si les tensions sont équilibrées), la puissance totale dans le circuit est de

258VAR (dernière colonne du tableau dans figure V.38.b) est répartie en 86 VAR par phase à injecter par le filtre. La première phase absorbait 18 VAR et le filtre lui envoie 86 alors 68 VAR en excès apparaissent sur la phase 1. Sur le tableau de la figure V.45.b on trouve 59 VAR (capacitive) sur cette phase. De même pour la phase 2 où il y avait 2 VAR, on injecte 86VAR et on se trouve avec 84 VAR en excès (61 VAR capacitive mesurés). Pour la phase 3 le calcul donne  $258-86=172$  VAR qui ne seront pas compensés (121 VAR mesurés). En admettant la différence sur les ordres des grandeurs à cause du déséquilibre du réseau, les résultats pour la  $p-q$  sont cohérents avec son algorithme. Cette méthode était conçue pour les systèmes alimentant des charges triphasées ou les courants et puissances sont identiques sur chaque phase et la répartition à des portions égales, de la puissance réactive, assure la compensation. Par contre, quand les puissances réactives ne sont pas égales, la compensation n'est pas efficace comme nous l'avons montré. En conclusion, cette méthode n'est pas adaptée à toutes les charges triphasées et il lui faut trois charges monophasées plutôt « symétriques » pour les réseaux à 4 fils (3 gradateurs ou 3 ponts monophasés à thyristors ou à diodes).

- b- La méthode  $p-q$  modifiée calcule la puissance réactive par la méthode généralisée des puissances instantanées et les trois puissances réactives sur les phases dans le repère cartésien sont linéairement dépendantes, exprimées par  $v_a \cdot q_a + v_b \cdot q_b + v_c \cdot q_c = 0$  (équation (II.54)) On avait prévu pour cette méthode une mauvaise compensation à cause de la dépendance des puissances réactives, car, dire que la première phase n'en a pas besoin, ni la deuxième, la puissance à compenser pour la troisième phase en découle et normalement elle sera nulle, donc la troisième phase ne sera pas compensée. Les mesures en figure V.45.c montre que la puissance réactive n'est pas vraiment compensée, elle était de 238 VAR et il restait 216 VAR car les deux premières phases n'en avaient pas besoin. Pareillement que la méthode  $p-q$ , cette méthode sera plus valable pour les charges monophasées identiques (validé en Ch. II)

Dans l'art antérieur, les méthodes  $p-q$  et  $p-q-r$  n'ont pas été étudiées avec ce type de déséquilibre et de perturbation comme nous l'avons fait ni avec des circuits avec une seule phase absorbant du réactif. Elles sont souvent appliquées sur des circuits comportant des charges identiques généralement 3 ponts monophasés à thyristors comme nous les avons étudiés en Ch. II. A ce type de charge leurs performances sont meilleures qu'avec le circuit de l'étude, et pour la méthode  $p-q-r$  nous n'avons pas cherché les raisons de sa défaillance avec le circuit du montage de l'étude, on a considéré uniquement sa réponse surtout que son algorithme était validé sur un réseau à 4 fils avec des charges identiques (Ch. II) et aussi en triphasé 3 fils dans ce chapitre. La méthode  $p-q-r$  faille comme les autres méthodes pour ce montage et il apparaît que son algorithme définit deux puissances réactives linéairement indépendantes, ce qui ne permet pas d'être efficace pour ce type de montage.

C'est uniquement la méthode DCAP qui permet de compenser chaque phase à part, ce qui confirme une fois de plus la validité et l'efficacité de son approche.

### V-D- III-6 Comparaison des Facteurs de Puissances FP

La qualité de la compensation en termes de puissance est aussi montrée par le facteur de puissance après filtrage indiqué dans les tableaux de la figure 45. Il est clair que la DCAP offre le meilleur FP (0.98, 0.99, 0.98) sur l'ensemble des phases par rapports aux autres méthodes. La comparaison est en figure V.46.

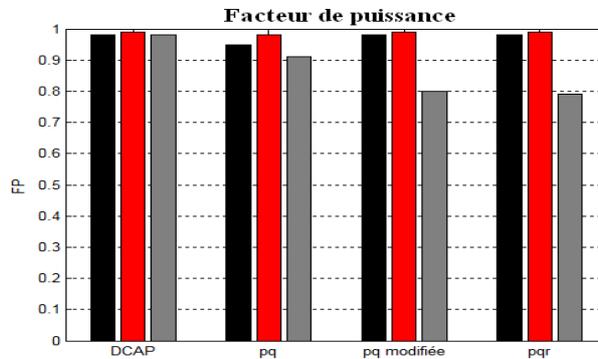


Figure V.46. Comparaison des facteurs de Puissance FP ou PF

### V-D- III-7 Comparaison des DPF ou $\cos\varphi$ ( $\cos\varphi_1$ )

Le DPF est lié au déphasage du fondamental du courant par rapport au fondamental de la tension. Or, il s'est avéré que la méthode DCAP réussit à avoir des déphasages nuls entre les courants et les tensions sur les trois phases avec des DPF unitaires (tableaux en figure V.45) dont les valeurs sont comparées sur la figure V.47. Les valeurs des DPF sont unitaires.

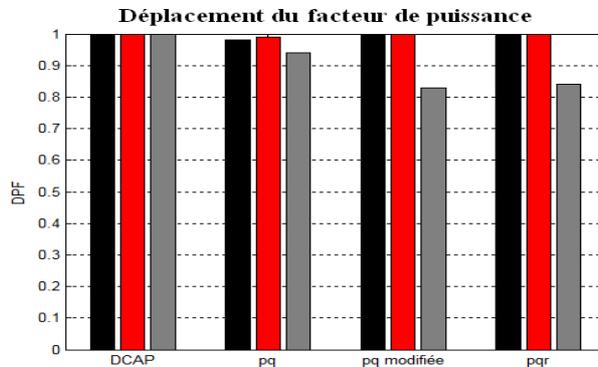


Figure V.47. Comparaison des DPF aux points  $P_{cc}$  pour chaque phase pour les 4 méthodes

Ensuite en figure V.48, nous présentons les formes des courants  $i_{s a,b,c}(t)$  après le filtrage avec les tensions  $v_{a,b,c}(t)$  pour les 4 méthodes. L'excès de puissance réactive injecté par le filtre se traduit par le déphasage avant du courant par rapport à la tension que l'on voit clairement pour la méthode  $p-q$  pour les couplets  $(v_a, i_{s a})$  et  $(v_b, i_{s b})$  là où il y a le plus de puissance de nature capacitive. Pour les autres, on est dans la même situation mais les déphasages sont moins visibles car les puissances capacitives sont réduites. Il en résulte que le  $DPF = \cos\varphi_1$  mesuré, par exemple, pour la première phase pour la  $p-q$  est de 0.98 en avance. D'un autre côté, on voit le courant de la troisième phase qui n'est pas compensé. Il en va de même pour les méthodes  $p-q$  modifiée et  $p-q-r$ .

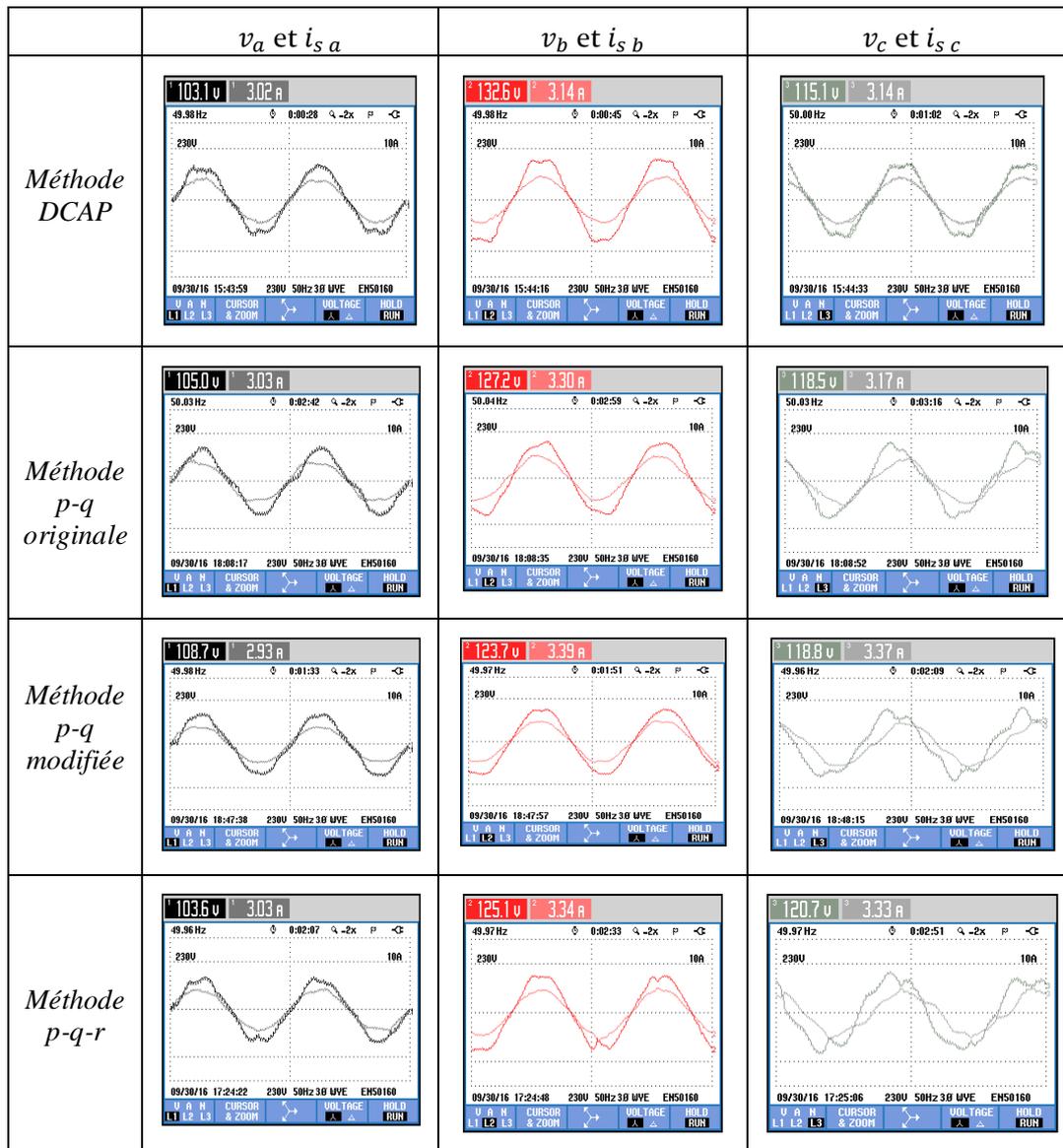


Figure V.47. Courants  $i_{s_{a,b,c}}$  et tension  $v_{a,b,c}$  vu du secteur phase par phase

### V-D- III-8 Conclusion

Nous avons vu dans cette partie que les algorithmes, pour les méthodes  $p-q$  originale,  $p-q$  modifiée et  $p-q-r$ , dédiés à la compensation ne sont pas performants lorsque les charges d'un réseau 4 fils ne sont pas identiques. Le concept même pour l'extraction des courants de référence n'est pas vraiment applicable dans ces conditions. En effet, La compensation globale de la puissance réactive ne peut aboutir que si les charges absorbent des puissances réactives égales ou à la limite proches. On risque avec ces méthodes d'injecter du réactif sur le réseau au moment où on cherche à le réduire. Et si on pousse à l'extrême, pour les fortes puissances avec des filtres puissants, cela peut amener à des tensions aux points  $P_{CC}$  supérieures aux tensions du réseau. La méthode DCAP présente dans ces mêmes conditions des performances incomparables avec les autres du point de vue qualité de puissance et en plus, son concept de compensation par phase permet au filtre associé de s'adapter avec des charges quelconques.

## V-D-IV APPLICATION DE LA METHODE DCAP SUR UN RESEAU MONOPHASE.

### V-D-IV-1 Filtre actif 1 bras et neutre connecté au point milieu du bus DC

Le schéma de puissance du montage pratique est présenté sur la figure V.49. La tension  $v_1$  de la source est la même modélisée dans (V.1) bien que les conditions du réseau ne soient pas identiques pour chaque expérimentation, il n'est pas envisagé de modéliser les tensions pour chaque essai. La résistance de ligne (rhéostat à curseur 6A-1500W) est différente de celle utilisée pour le triphasé c'est pour cela que son inductance est plus grande. La charge est constituée d'un pont monophasé à diodes alimentant une charge  $R, L$  en série. Une impédance  $L', R'$  est rajoutée à l'entrée du pont. Le filtre actif est connecté au réseau par l'intermédiaire du contacteur  $KM1$  sur la phase uniquement. Lors de la précharge des condensateurs du bus DC, le neutre du réseau et le point milieu sont reliés et cela évitera les fortes perturbations sur les tensions continues lors de connexion du filtre au réseau. La tension de référence des condensateurs est de 300V.

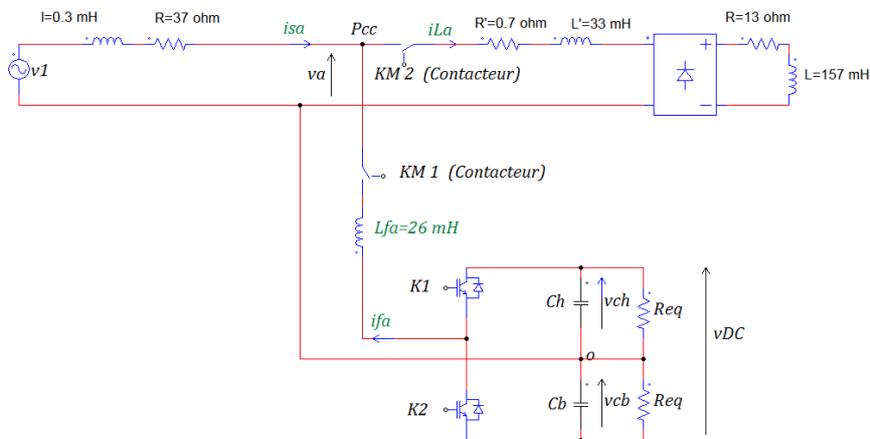


Figure V.49 Schéma simplifié du montage pratique du filtre 1 bras et neutre lié au point milieu

#### V-D- IV-1.1 Caractéristiques des réseaux déséquilibrés avant et après le filtrage.

Comme nous l'avons déjà mentionné que les travaux sur les réseaux déséquilibrés ne sont pas communs dans la littérature, il nous paraît important de préciser quelques particularités qui apparaissent lors du filtrage pour ce type des réseaux afin d'éviter toutes confusions. Avant le filtrage, la tension et le courant de la charge sont présentés en figure V.50 pour les relevés expérimentaux et les allures simulées dont les valeurs numériques sont très proches.

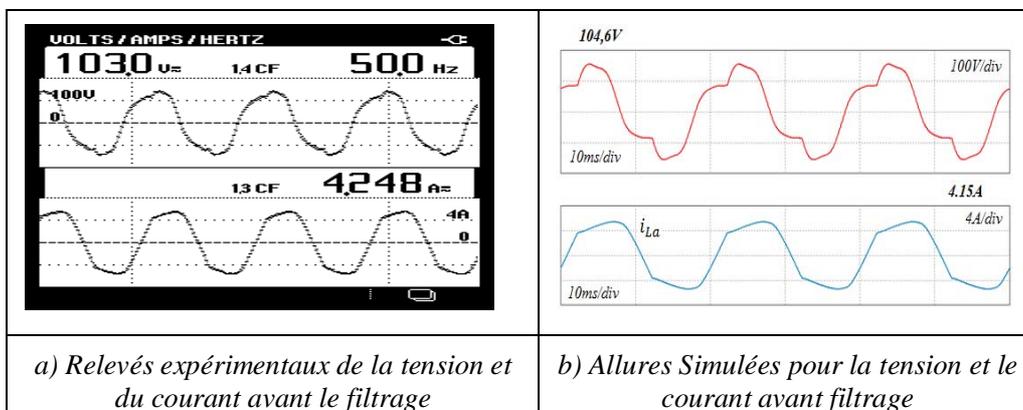


Figure V.50. Formes de la tension au point Pcc et le courant de la charge avant le filtrage.

La tension est déséquilibrée (loin de sa valeur initiale) à cause de la chute de tension créée par le courant de la charge avant le filtrage et elle est perturbée à cause des harmoniques du courant et de ces propres harmoniques qui apparaissent davantage lorsque sa valeur efficace baisse. Cependant, après le filtrage le courant dans la source n'est que la composante active sinusoïdale qui est de valeur efficace inférieure à celle du courant initial. On aura comme conséquence directe :

- a- La chute de tension dans la ligne diminue et la valeur efficace de la tension augmente.
- b- Lorsque la valeur efficace de la tension augmente, cela conduit à l'augmentation de la valeur efficace du courant dans la charge (courant maximal aussi).
- c- Les puissances, active, réactive et déformante, absorbées par la charge augmentent suite aux raisons dans a et b.
- d- Lorsque le courant de la charge est filtré dans la source, les effets de ces harmoniques sur la tension disparaissent et la tension est moins perturbée.
- e- Pour le signal carré, enveloppe du courant de la charge en figure 51, de valeur maximale  $I$ , on écrit que  $\hat{I}_h = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{4 \cdot I}{h \cdot \pi}$ . Alors quand  $I$  augmente, l'amplitude des harmoniques le suit, donc, la composante harmonique égale à  $\sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2}$  augmente aussi, et si le fondamental du courant ne suit pas linéairement la croissance des harmoniques on aura en conséquence un  $THD = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2}}{I_1}$  qui est supérieur à l'initial.

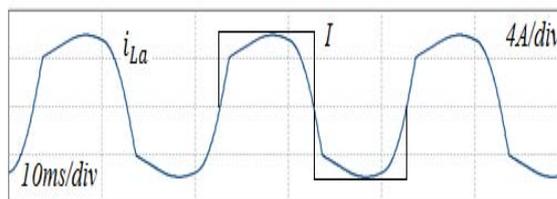


Figure V.51. Enveloppe du courant de la charge pour le développement en série de Fourier

La figure 52 montre effectivement cette variation sur les grandeurs lors du filtrage.

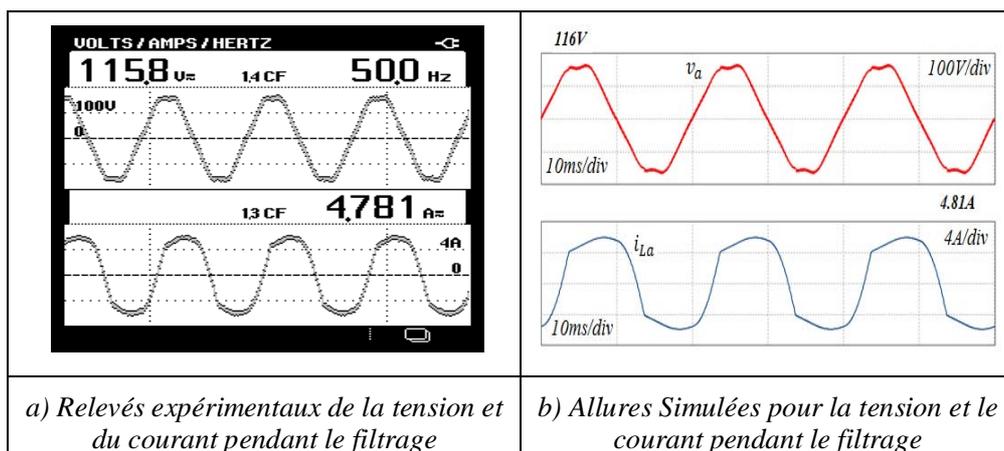


Figure V.52. Formes de la tension au point  $P_{CC}$  et le courant de la charge après le filtrage.

La valeur efficace de la tension passe à 115V au lieu de 103V et elle est moins perturbée. Cette augmentation de 12V fait augmenter la valeur efficace du courant qui passe de 4,24A à 4,78A. Il est

important de dire que les caractéristiques de la charge ont changé parce que le réseau est à l'origine perturbé et déséquilibré et que la tension s'est améliorée grâce au filtrage. Cela ne constitue pas une caractéristique intrinsèque du filtre ou un mauvais fonctionnement, c'est au contraire qu'avec le filtrage on améliore la qualité du réseau. Un gain de 12V pour un récepteur lui est très bénéfique si la chute de tension est due à son propre courant. Sur la figure V.53, on montre la suite des évolutions, des puissances, du  $THD_v$  et  $THD_i$  avant et pendant le filtrage. La puissance active est passée de 267W en figure V.53.a à 317W en figure V.53.b avec une augmentation de 50W. La puissance réactive a augmenté de 105VAR et le facteur de puissance FP/PF a baissé comme le DPF. Le  $THD_v$  a bien baissé de 16.5% en figure V.53.c à 5% en figure V.53.d. Par contre, le  $THD_i$  du courant de la charge a augmenté de 10.3% en figure V.55.e à 13.7% en figure V.53.f.

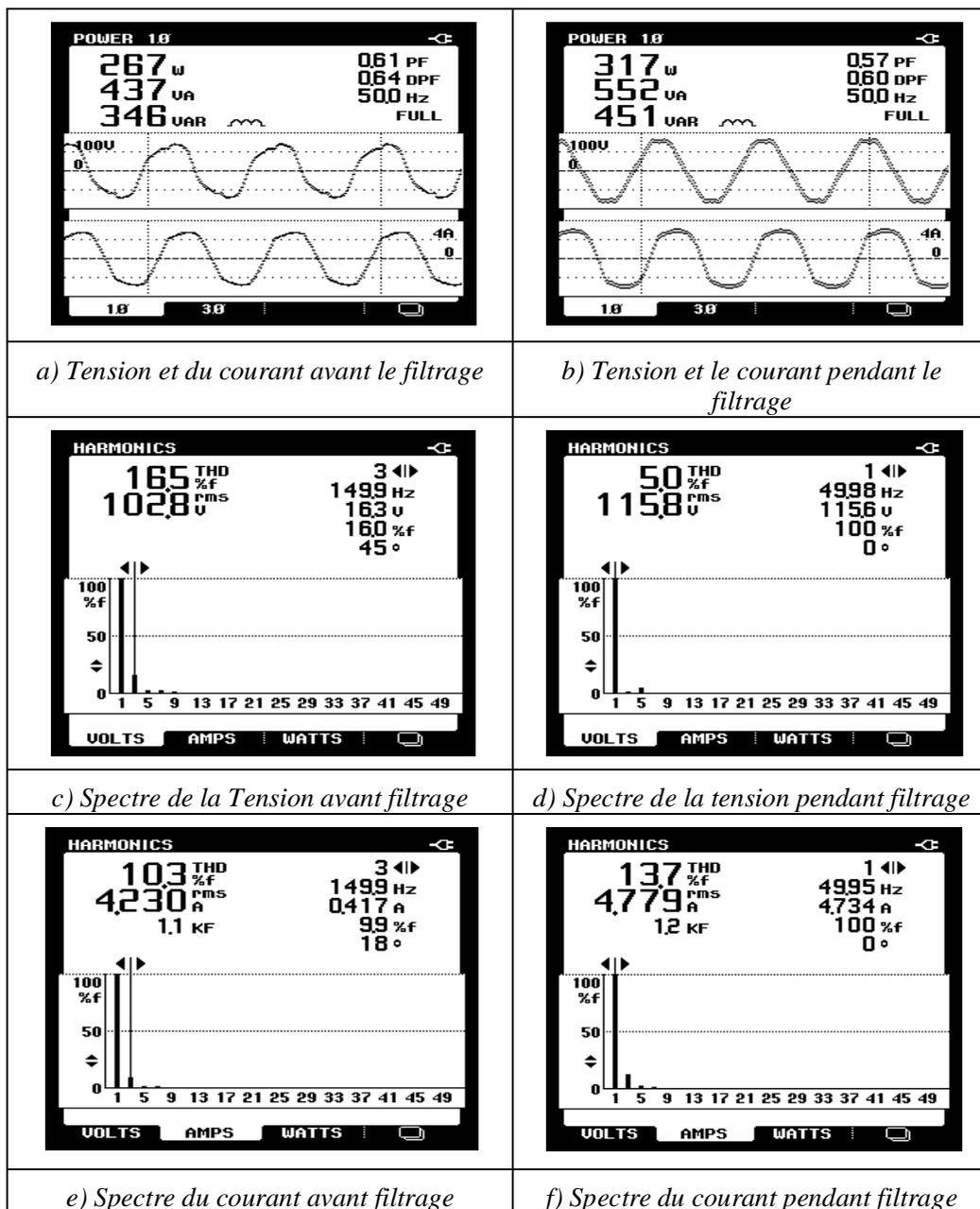


Figure V.53. Évolutions des caractéristiques de la charge avant et pendant le filtrage.

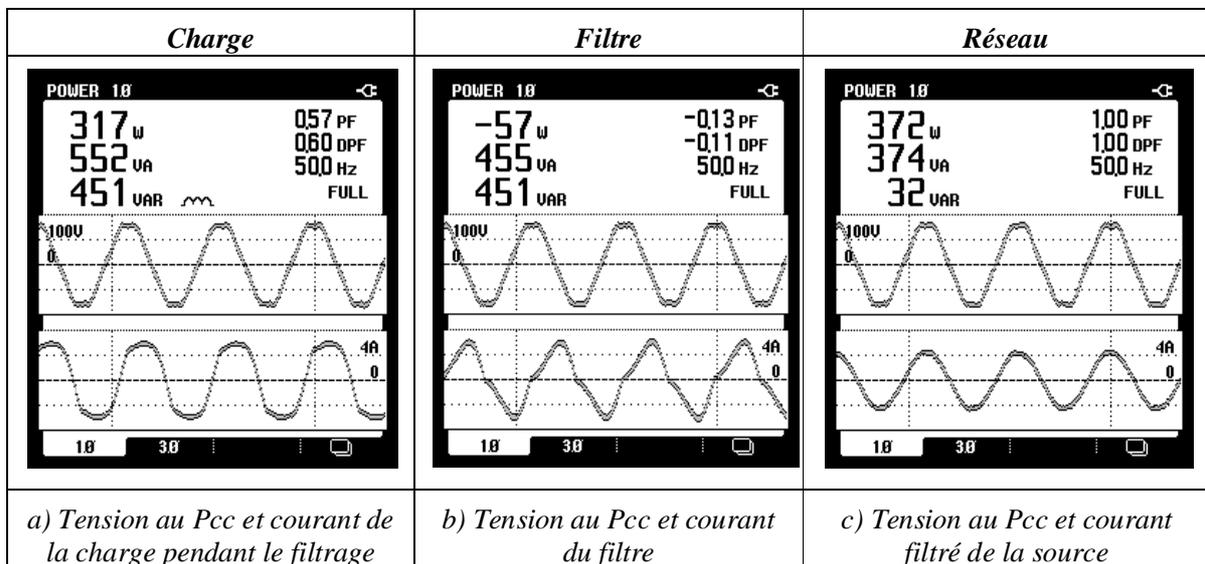
Il est vrai qu'en termes de filtrage, on s'intéresse uniquement au courant avant et après le filtrage du côté de la source. Mais quand le réseau est perturbé, il est plus judicieux d'examiner aussi l'étape « pendant le filtrage » car les caractéristiques de la charge ne sont pas les mêmes et l'algorithme de commande effectue son calcul pendant le filtrage à partir du courant « modifié » de la charge et non pas le courant présent avant le filtrage.

On montrera dans la suite les résultats du filtrage pour le courant de la charge et on dresse un bilan de puissance pour évaluer la performance de la méthode DCAP en monophasé.

#### V-D- IV-1.2 Résultats du filtrage pour l'onduleur 1 bras.

Sur la figure V.54, on présente les résultats du filtrage en monophasé. La colonne à gauche concerne la charge, celle du milieu est pour le filtre et la dernière à droite représente les données du côté de la source. Ces résultats montrent que :

- Le courant dans la source en figure V.54.c est sinusoïdale avec un DPF=1.
- A la puissance active absorbée par la charge (317 W) en figure V.54.a, on rajoute celle absorbée par le filtre (57W) en figure V.54.b cela donne la puissance active totale fournie par la source (317+57=374W) dont celle mesurée est de 372W en figure V.54.c.
- La puissance réactive est compensée à 32 VAR près en figure V.54.c avec un FP=1. En effet, le filtre fournit 451VAR pour compenser les 451 VAR de la charge et la puissance apparente est réduite. On revient autour de ces « 32VAR » un peu plus loin dans le document.
- Le filtre absorbe 57 W en figure V.54.b (on a pris la convention générateur pour le filtre ce qui fait que la puissance mesurée dans le filtre est négative).
- Le THD du courant de la source est réduit à 1.7% en figure V.54.f. Il était de 13.7% avant le filtrage.



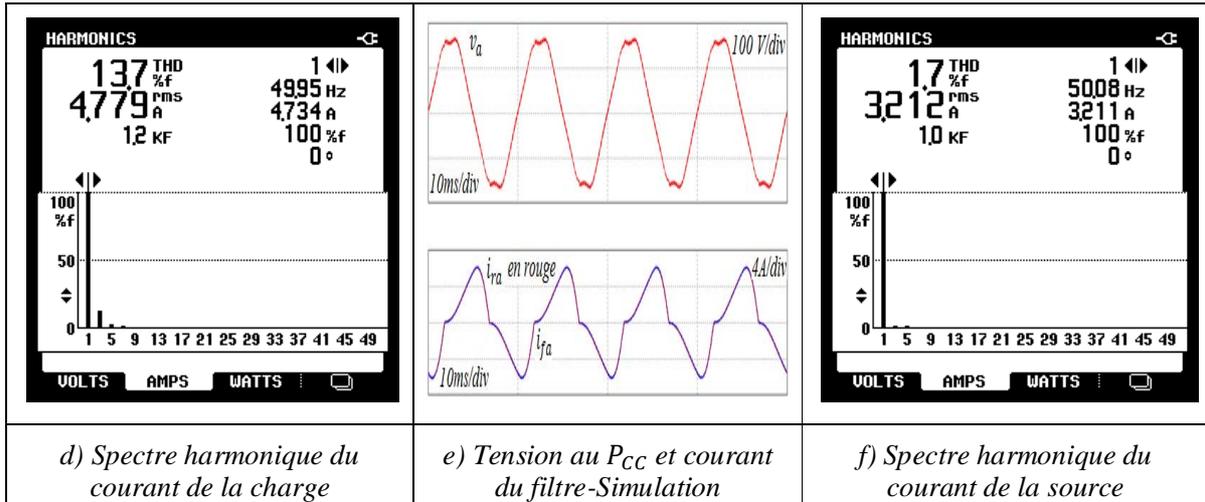


Figure 54. Résultats du filtrage actif. Bilan de puissance, courant dans la source et spectre harmonique

La figure V.54.b montre le courant du filtre actif et la tension du secteur, et la figure V.54.e montre le courant du filtre  $i_{fa}$  qui suit parfaitement sa référence  $i_{ra}$ . Ces résultats valident le modèle de la méthode DCAP pour le filtrage en monophasé. Le courant de la source est sinusoïdal avec un très faible taux d'harmonique malgré les conditions initiales du réseau.

Sur la figure V.55 on présente les tensions  $v_{ch}$  (figure V.55.a) et  $v_{cb}$  (figure V.55.c) du bus DC ainsi que la tension totale  $v_{DC}$  (figure V.55.b) toutes mesurées avec le courant du filtre. Les tensions sont bien régulées à leurs tensions de référence de 300V et le courant du filtre correspond à celui de la simulation en figure V.54.e

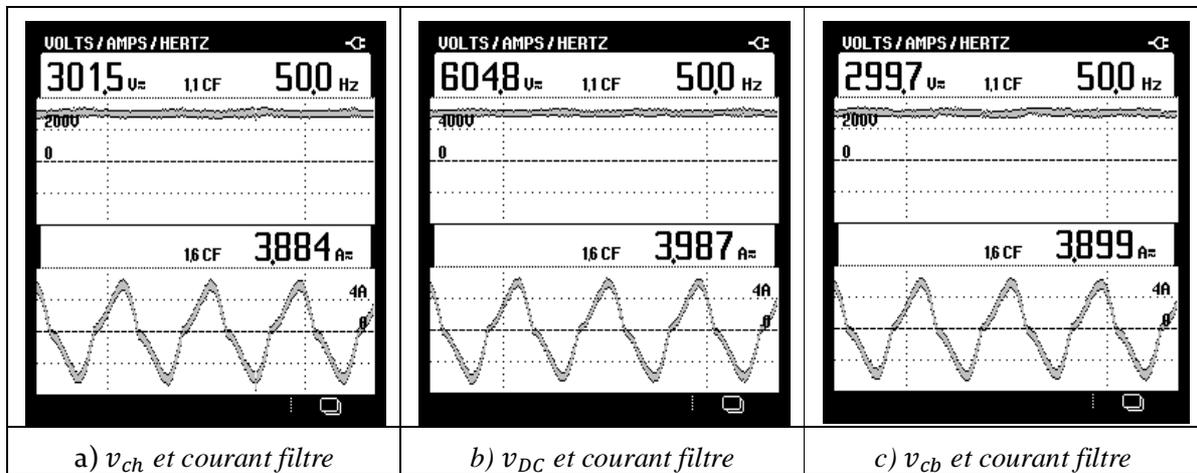


Figure 55. Tensions du bus DC et courant du filtre

### V-D- IV-1.3 Puissance équilibrante entre la source du réseau et la source du filtre

Nous avons établi (Annexe 1) que pour équilibrer les sources du réseau et du filtre actif, un courant d'équilibrage  $i_{\text{éq}}$  peut circuler entre les deux sources et il est indépendant du courant de régulation. Il a été évalué pour un fonctionnement à vide (charge déconnecté et filtre connecté). La figure V.56.a montre ce courant de  $I_{\text{éq eff}} = 0.246A$  dans le cas de l'onduleur monophasé vu de la tension du secteur avec  $V_{\text{eff}} = 233V$ . Les résultats de simulation en figure V.56.b montrent les mêmes formes pour  $V_{\text{eff}} = 234V$  et

$I_{\text{éq eff}} = 0.26A$ . L'important est dans les puissances absorbées par ce courant qui montre 61 VAR pour la puissance réactive sous 233V. On admet alors que pour  $V_{\text{eff}} = 116V$ , cette puissance est la moitié, ce qui justifie la présence de 32VAR supplémentaire absorbée par la source après le filtrage comme vu avant (figure V.54.c). Ce courant, considéré comme permanent dans le circuit, est hors de la portée de l'algorithme de commande car il n'est pas absorbé par la charge et il est indépendant de la régulation.

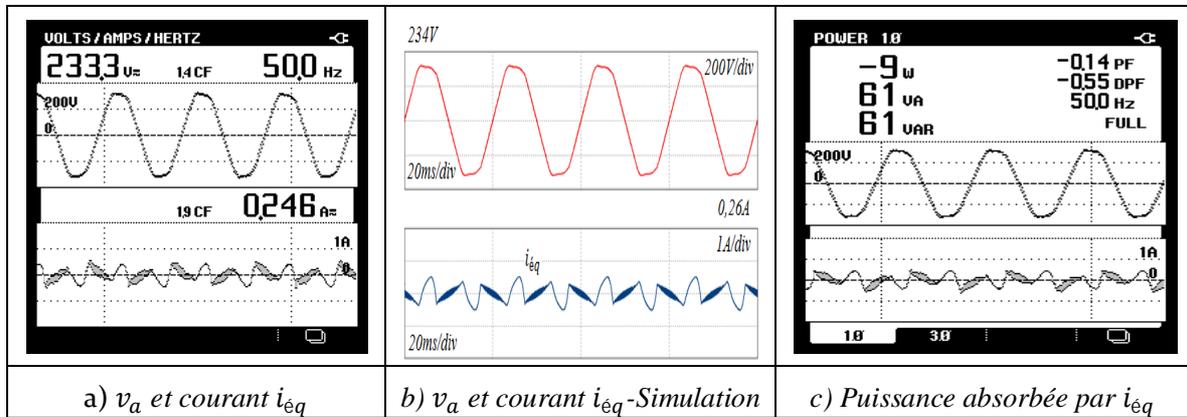


Figure 56. Courant et puissances équilibrants

### V-D-IV-2 Filtre actif 2 bras

Ce qui change par rapport à la structure à 1 bras c'est la présence d'une bobine placée sur le neutre du filtre dont la valeur est la moitié de celle à 1 bras. C'est identique pour la bobine de la phase dont les deux ont la même valeur de 26 mH. Nous avons aussi regroupé les condensateurs pour avoir la même valeur  $C_{\text{éq}} = 0,6 \text{ mF}$  que pour la structure précédente. La figure V.57 montre le circuit simplifié du montage pratique.

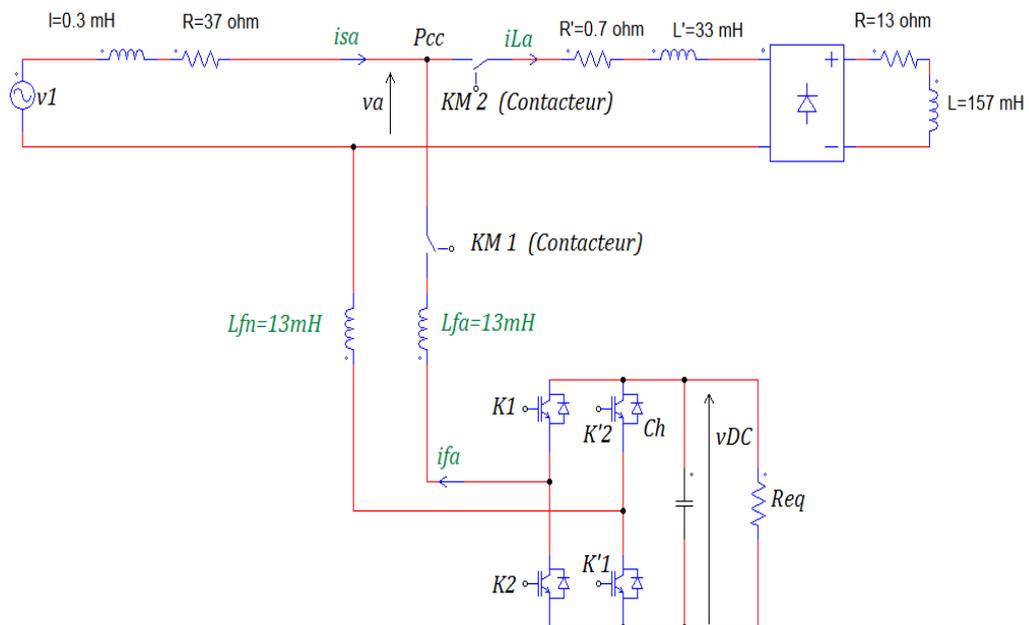


Figure 57. Schéma simplifié du montage de puissance pour la structure à 2 bras

Pour la même charge et le même circuit de déséquilibre, nous obtenons pratiquement les mêmes performances pour les signaux de la charge, source et filtre. La figure V.58 montre les résultats de la compensation. On note une légère augmentation de la tension lors de cet essai augmentant légèrement le courant dans la charge de 4,8A au lieu de 4,78A tandis que, le courant filtré dans la source est de 3,139A au lieu de 3,212A, le courant du filtre passe de 3,98A à 4A.

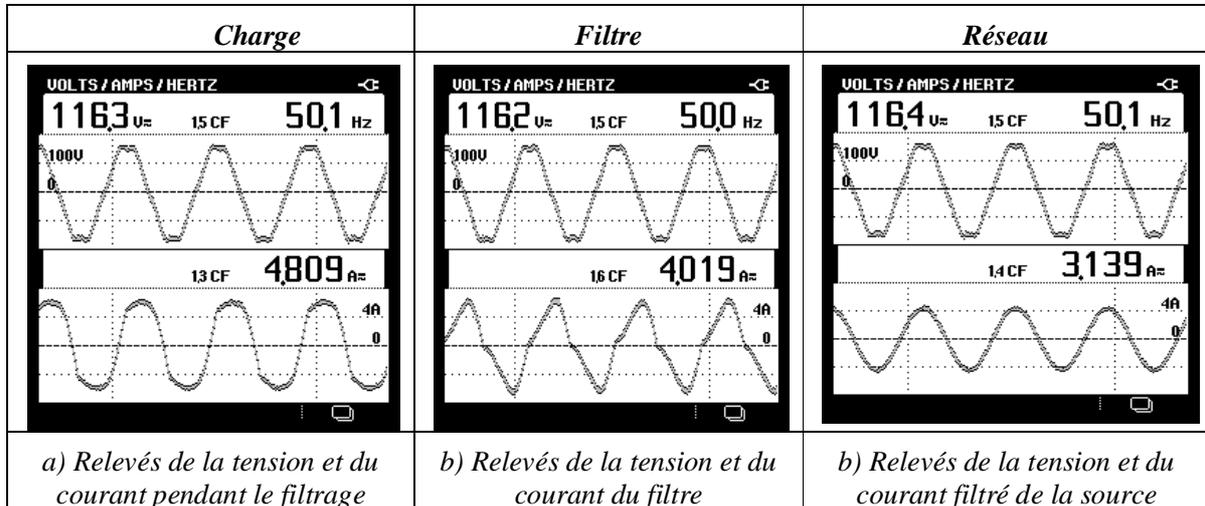
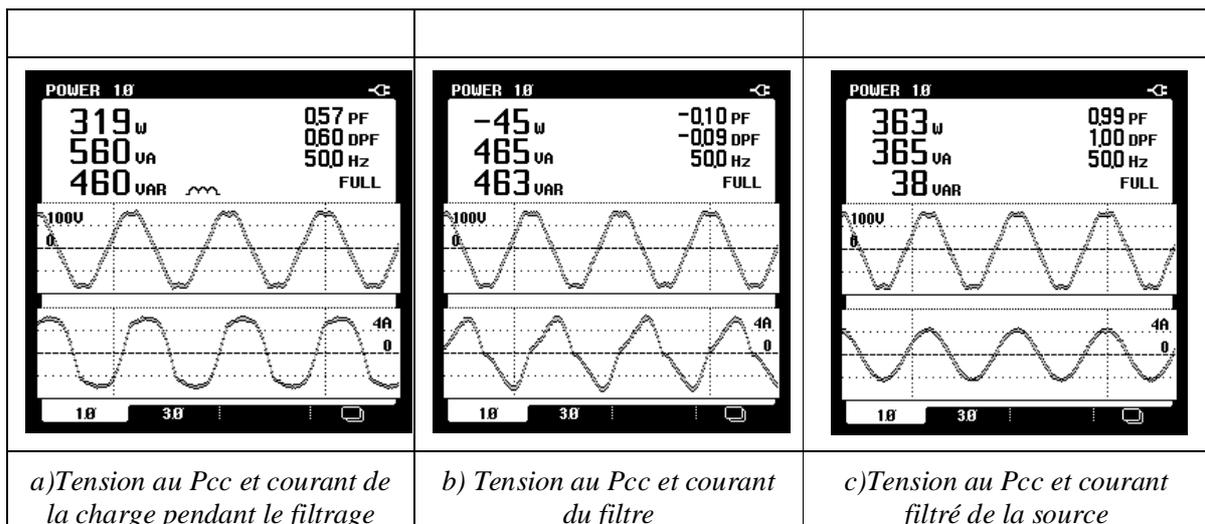


Figure 58. Grandeurs électriques pour la structure à 2 bras

Le bilan de puissance, le spectre du courant filtré et de la tension sont présentés en figure V.59 ainsi que la tension DC du filtre actif. Des petites différences qualitatives pour les résultats apparaissent entre les deux structures. Ainsi, le courant filtré a un  $THD = 1,2\%$  en figure V.59.f au lieu de 1,7%, d'un autre côté, le facteur de puissance est de 0,99 en figure V.59.c au lieu de 1. La tension est moins filtrée en figure V.59.d avec un  $THD = 5,5\%$  au lieu de 5%, par contre, les pertes dans le filtre ont baissée en figure V.59.b malgré la présence de deux interrupteurs de puissances supplémentaires. La puissance réactive est compensée avec un  $DPF=1$  et on a toujours 38VAR de plus qui sont absorbées par la source en figure V.59.c. la tension du bus DC est bien réglée autour de sa valeur de référence de 300V en figure V.59.e.



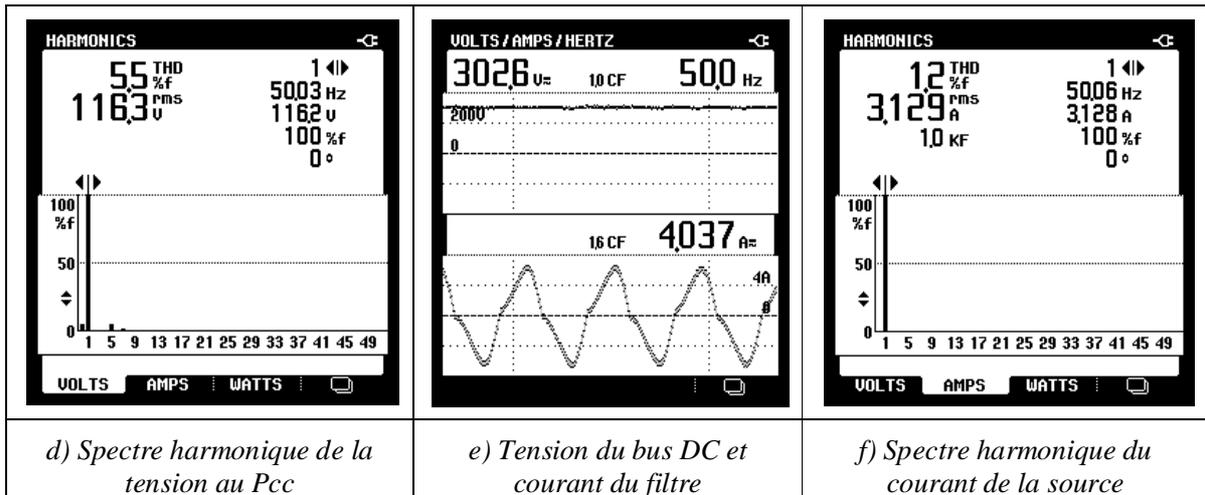


Figure 61. Résultats de filtrage pour la structure onduleur à 2 bras.

Finalement ces différences sont minimales pour permettre de juger sur les structures, mais il est évident que la structure à 1 bras économise deux interrupteurs mais en contrepartie nécessite deux condensateurs et un capteur de tension supplémentaire.

L'objectif du travail décrit dans ce chapitre était de valider la méthode DCAP sur les différentes structures de l'onduleur, ce qui a été fait.

#### V-D-IV-3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons validé la stratégie de contrôle issue de la méthode DCAP sur les structures monophasées de l'onduleur. Les performances de la méthode sont très satisfaisantes en matière de qualité de puissance améliorée sur un réseau fortement perturbé. Elle atteint parfaitement les objectifs du filtrage actif en termes de  $THD_v$ ,  $FP$  et  $DPF$ , et elle contribue à la réduction des perturbations sur la tension lorsqu'elles sont induites par le courant, et par conséquent, elle réduit la chute de tension en ligne.

#### V-D-V CONCLUSION SUR LE CHAPITRE

Dans ce chapitre, nous avons validé les algorithmes de commande de la méthode proposée (DCAP) sur les réseaux triphasés à 3 fils et 4 fils. Nous avons comparé ses performances avec 3 autres méthodes en triphasé où nous avons montré sa supériorité. Ensuite, nous avons appliqué son algorithme en monophasé sur deux structures pour l'onduleur. La méthode DCAP a démontré sa capacité à s'adapter aux structures pour différentes charges en présence d'un réseau fortement perturbé et déséquilibré ce que les autres méthodes n'ont pas réussi à le faire. Nous avons analysé le comportement de chaque méthode lors de la compensation et par moments, nous avons privilégié les petits détails sur l'analyse afin d'offrir une meilleure compréhension des phénomènes en rapport avec le filtrage actif. De tels phénomènes sont parfois cachés et ne sont pas communs dans les travaux et publications accessibles. D'une manière générale les expérimentations sur un réseau perturbé ne sont pas très diffusées dans la littérature, elles recèlent cependant des spécificités qu'il est nécessaire de comprendre pour assurer l'explication des réponses observées. Notre analyse anticipée et la simulation du réseau d'alimentation ont constitué des étapes indispensables à la compréhension précise de nos expérimentations.



# Conclusion générale et perspectives

Cette étude s'inscrit dans les travaux menés au sein du groupe CODIASE (**CO**mmande et **DI**agnostic des **S**ystèmes **E**lectriques) du laboratoire LAPLACE sur le thème de la commande des convertisseurs statiques pour le filtrage actif. Les travaux effectués dans cette thèse ont porté sur l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique via les compensateurs connectés au réseau électrique. Une investigation a été faite pour caractériser la problématique de la qualité de puissance d'une part, et d'autre part pour explorer les possibilités offertes par les algorithmes de commande associés aux convertisseurs. La revue de littérature effectuée dans le premier chapitre montre à quel point il est important de réduire la dégradation de la qualité de l'énergie tant sur le plan du taux de distorsion que des déséquilibres. L'état de l'art effectué en deuxième chapitre positionne parfaitement la problématique liée aux méthodes d'extraction des harmoniques dans un environnement perturbé en tension.

La méthode DCAP développée et appliquée au pilotage de l'onduleur monté en filtrage actif, a donné des résultats très satisfaisant en matière de filtrage, et a montré le rôle des lois de commande sur l'efficacité de la structure. En effet le réglage optimal de la commande peut donner lieu à de telles améliorations, que les structures de convertisseurs plus élaborés, reconnues comme plus performantes comme les convertisseurs multi-niveaux, ne se justifient plus.

L'efficacité de la structure provient aussi de son modèle adopté comme nous avons fait pour la modélisation du convertisseur triphasé où nous avons introduit la composante homopolaire liée au déséquilibre des tensions des bobines du filtre quand celles-ci sont traversées par des courants inégaux (caractéristique de fonctionnement en filtre actif avec des courants de charges perturbés différent du fonctionnement en onduleur connecté sur le réseau) ce qui nous permet de conclure que la modélisation du convertisseur doit intégrer son fonctionnement.

Les résultats expérimentaux multiples et diversifiés, que nous avons effectués sur le réseau perturbé créé, valident nos approches et choix conduits durant nos travaux théoriques, et montrent la supériorité de la méthode DCAP sur les méthodes actuelles pour différents types de charges et en présence d'un réseau réellement perturbé.

Au rang des perspectives il devient envisageable d'appliquer cette commande pour le filtrage avec des convertisseurs multi-niveaux afin d'allier les points forts d'une structure aux avantages reconnus d'une commande. En effet les progrès récent accomplis sur les convertisseurs multi-niveaux tant sur le plan des structures que des composants permettent d'envisager des fonctionnements en moyenne tension avec des bandes passantes très importantes. Ces nouveaux convertisseurs constituent des éléments très intéressants pour la dépollution des réseaux et nous pensons que la méthode DCAP pourrait se décliner avec efficacité

dans ce contexte. Par ailleurs dans certains systèmes embarqués (aéronefs par exemple) il existe des réseaux de distribution à fréquence variable pour lesquels les méthodes de commande des filtres actifs font défauts et cela peut constituer un challenge attractif pour la méthode DCAP.

## *Liste des publications*

### Parues.

- Hanna Nohra, A.F.; Kanaan, H.Y.; Fadel, M., "A flying-capacitor-based multilevel shunt active power filter for power quality improvement under severe operating conditions," *International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), 2014, vol., no., pp.192,198, 26-27 Nov. 2014*
- F. Hanna Nohra, H. Y. Kanaan and M. Fadel, "A control strategy in Active Power Filter for power quality improvement," *2014 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING AND RENEWABLE ENERGY (ICPERE), Bali, 2014, pp. 42-47*
- A. F. Hanna. Nohra, M. Fadel and H. Y. Kanaan, "A novel instantaneous power based control method for a four-wire SAPF operating with highly perturbed mains voltages," *2016 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY (ICIT), Taipei, Taiwan, 2016, pp. 1236-1241.*
- A. F. Hanna Nohra, M. Fadel and H. Y. Kanaan "A Comparative Study between a Conventional Two-Level and a Flying Capacitor Four-level VSI for Use in Four-Wire Shunt APF Applications" *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'16) Madrid (Spain), 2016.*
- A. F. Hanna. Nohra, H. Y. Kanaan and M. Fadel, "Comparative evaluation of current reference extraction methods for single-phase shunt active power filters," *IECON 2016 - 42ND ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, Florence, 2016, pp. 3685-3690.*

### Brevet

- Antoine HANNA NOHRA, Maurice FADEL, Hadi KANAAN: Demande de dépôt de brevet intitulée «PROCÉDÉ DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLÈLE POUR RÉSEAUX PERTURBÉS ET FILTRE ACTIF ASSOCIÉ» déposée le 11 octobre 2016 sous le N° FR1659825.

### Soumises

- M. Fadel, A. F. Hanna. Nohra and H. Y. Kanaan "Direct Control for Active Power in single-phase application on perturbed network", submitted to the 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'17 ECCE Europe, Warsaw, Poland, September 11-14th September 2017.
- A. F. Hanna. Nohra, M. Fadel and H. Y. Kanaan "Direct Control for Active Power in three-phase application on perturbed network", submitted for publication at "ELECTRIMACS 2017" ENSEEIHT-Toulouse, July 4-6th 2017.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] P. Ferracci, "La qualité de l'énergie électrique ", Schneider Electric, cahier technique N°. 199, Mai 2000.
- [2] C. Collombet, J.M. Lupin & J. Schonek, "Perturbation harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ", Schneider Electric, cahier technique no. 152, Septembre1999.
- [3] J.Schonek « Les singularités de l'harmonique 3 » Schneider Electric, cahier technique no. 202, septembre 2000.
- [4] A.F.Hanna Nohra, Kanaan, H.Y, Al-Haddad, K., "A study on the impact of a massive integration of compact fluorescent lamps on power quality in distribution power systems," International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), 2012, vol., no., pp.1,6, 28-29 Nov. 2012
- [5] M. Abbaspour and A. H. Jahaniakia, "Power quality consideration in the widespread use of Compact Fluorescent Lamps," 2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, Lodz, 2009, pp. 1-6
- [6] M. K. Richard and P. K. Sen, "Compact Fluorescent Lamps and Their Effect on Power Quality and Application Guidelines," 2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Houston, TX, 2010, pp. 1-7
- [7] Wilfried Frelin. Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau. Energie électrique. Université Paris Sud - Paris XI, 2009. Français. <tel-00441877>.
- [8] C. R. Pacheco, J. C. De Oliveira and O. C. N. Souto, "Insulated cable thermal and life expectancy estimation under non-sinusoidal operating conditions," DRPT2000. International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. Proceedings (Cat. No.00EX382), London, 2000, pp. 672-677.
- [9] S. B. Sadati, A. Tahani, M. Jafari and M. Dargahi, "Derating of transformers under non-sinusoidal loads," 2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Brasov, 2008, pp. 263-268 .
- [10] J. Faiz, M. Ghazizadeh and H. Oraee, "Derating of transformers under non-linear load current and non-sinusoidal voltage – an overview," in IET Electric Power Applications, vol. 9, no. 7, pp. 486-495, 8 2015.
- [11] IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Non-sinusoidal Load Currents, ANSI/IEEE Std. C57.110-1986, 1988.
- [12] IEEE Recommended Practice and Requirement for Harmonic Control in Electrical Power systems. IEEE Std. 519-1996.
- [13] The hidden cost of poor power quality. Hans De Keulenaer.2003
- [14] Power Quality in European Electricity Supply Networks-1st edition. Union of the electricity industry- EURELECTRIC-2002.
- [15] David Chapman. The Cost of Poor Power Quality. 2001.
- [16] Harrison A. The Effects of Harmonics on power Quality and Energy Efficiency.2010
- [17] J.Manson & R.Targosz. European Power Quality Survey Report.2008

- [18] CEI 61000-3-2 Compatibilité électromagnétique (CEM) –Partie 3-2: Limites – Limites pour les émissions de courant harmonique (Courant appelé par les appareils  $\leq 16A$  par phase) édition 3.2-2009.
- [19] CEI 61000-2-2 Compatibilité Electromagnétique (CEM)-Partie 2-2: Environnement-Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à basse fréquence et la transmission des signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Deuxième édition 2002-03
- [20] IEC 61000-2-4 Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 2-4: Environnement – Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence. Deuxième édition 2002-06
- [21] EN 50160:11-1999 “Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems”
- [22] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality," IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995) , vol., no., pp.c1,81, June 26 2009.
- [23] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou and J. Uceda, "Single phase power factor correction: a survey," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 749-755, May 2003
- [24] Schneider electric. Guide de l’installation électrique-2009.
- [25] François Defay « Commande Prédictive Directe d’un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif.» Université de Toulouse-Institut National Polytechnique de Toulouse -2008
- [26] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov/Dec 1996.
- [27] H. Y. Kanaan and K. Al-Haddad, “Comparative evaluation of average-model-based control schemes applied to a three-phase series active power filter for voltage harmonic cancellation”, in Proc.13th IEEE International Symposium on Industrial Electronic (ISIE’04), Ajaccio, France, May 4-7, 2004, vol. 2, pp. 783-789.
- [28] H. Y. Kanaan, I. Mougharbel and K. Al-Haddad, “Average Modeling and Carrier-Based Control Strategies Applied to a Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter”, International Review of Electrical Engineering (IREE), Praise Worthy Prize (PWP), vol.3, No.5, October 2008, pp. 443-451.
- [29] Nohra, A.F.H.; Kanaan, H.Y.; Al-Haddad, K., "A Four-leg active power filter for harmonic mitigation and reactive power compensation in unbalanced loads systems using CFL technology," (ICIT), International Conference on Industrial Technology 2013 IEEE, vol., no., pp.1934,1939, 25-28 Feb. 2013
- [30] Tri D. Rachmildha, Ana Llor, Maurice Fadel, Pekik A. Dahono, Yanuarsyah Haroen, Quasi Hybrid Direct Power Control on 3-Phase 4-Wire Active Power Filter, Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering and Informatics Institut Teknologi Bandung, Indonesia June 17-19, 2007.
- [31] Tri D. Rachmildha, Ana Llor, Maurice Fadel, Pekik A. Dahono, Yanuarsyah Haroen, 3-Phase 4-Wire Active Power Filter using p-q-r Instantaneous Power Theory with Hybrid Approach, Jurtek UI, March 2008.
- [32] Tri D. Rachmildha, Ana Llor, Maurice Fadel, Pekik A. Dahono, Yanuarsyah Haroen, Hybrid Direct Power Control using p-q-r Power Theory Applied on 3-Phase 4-Wire Active Power, PESC 2008, Conference Proceeding, Rhode Islands, Greece, 2008.

- [33] Tri D. Rachmildha, Ana Llor, Maurice Fadel, Pekik A. Dahono, Yanuarsyah Haroen, Comparison of Direct Power Control with Hybrid Approach on 3-Phase 4-Wire Active Power Filter between p-q-0 and p-q-r Power Theory, ISIE 2008, Cambridge.
- [34] H. Y. Kanaan, A. Hayek and K. Al-Haddad, "Nonlinear Control Design for a PWM Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter Based on the State-Space Averaged Model", in Proc. ICHQP'06, Cascais, Portugal, October 01-05, 2006.
- [35] H. Y. Kanaan, A. Hayek and K. Al-Haddad, "Averaged-Model-Based Nonlinear Control of a PWM Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter", in Proc. CCECE'07, Vancouver, BC, Canada, April 22-26, 2007.
- [36] H. Y. Kanaan, A. Hayek, K. Al-Haddad and S. Rahmani, "Carrier-Based Linear Decoupling Control of a Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter", in Proc. IECON'07, Taipei, Taiwan, November 5-8, 2007.
- [37] N. Mendalek, K. Al-Haddad, H. Kanaan and G. Hassoun, "Sliding Mode Control of Three-Phase Four-Leg Shunt Active Power Filter", in Proc. 39th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'08), Rhodes, Greece, June 15-19, 2008.
- [38] Montero, M.I.M.; Cadaval, E.R.; Gonzalez, F.B., "Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems," IEEE Transactions on Power Electronics, , vol.22, no.1, pp.229,236, Jan. 2007.
- [39] B. Geethalakshmi and M. Kavitha," Comparison of reference current Extraction Methods for shunt Active Power Filters" International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol.3, No.3, June 2011.
- [40] Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-17, no.5, pp.518, 523, Sept. 1981.
- [41] Xiaoming Yuan; Barbi, I., "Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, no.4, pp.711,718, Jul 2000.
- [42] Bruckner, T.; Bernet, S.; Guldner, H., "The active NPC converter and its loss-balancing control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no.3, pp.855,868, June 2005.
- [43] Barbosa, P.; Steimer, P.; Steinke, J.; Meysenc, L.; Winkelkemper, M.; Celanovic, N., "Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters," Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th , vol., no., pp.2296,2301, 16-16 June 2005.
- [44] Pou, J.; Pindado, R.; Boroyevich, D., "Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no.1, pp.190,196, Feb. 2005.
- [45] Leon, J.I.; Franquelo, L.G.; Portillo, R.C.; Prats, M.M., "DC-link capacitors voltage balancing in multilevel four-leg diode-clamped converters," Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE , vol., no., pp.6 pp.,, 6-10 Nov. 2005.
- [46] Abu-Rub, H.; Holtz, J.; Rodriguez, J.; GeBaoming, "Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics,, vol.57, no.8, pp.2581,2596, Aug. 2010
- [47] Meynard, T. A.; Foch, H., "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE , vol., no., pp.397,403 vol.1, 29 Jun-3 Jul 1992.

- [48] Meynard, T.A.; Foch, H.; Thomas, P.; Courault, J.; Jakob, R.; Nahrstaedt, M., "Multicell converters: basic concepts and industry applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.5, pp.955,964, Oct 2002.
- [49] Junfei Hu; Li Zhang; Watkins, S.J., "Active power filtering by a flying-capacitor multilevel inverter with capacitor voltage balance," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008.ISIE 2008. vol., no., pp.2348, 2352, June 30 2008-July 2 2008.
- [50] Ilhami Colak, Ersan Kabalci and Ramazan Bayindir: "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes" *Energy Conversion and Management -2010- Elsevier*
- [51] Amini, J., "Flying capacitor multilevel inverter based shunt active power filter with trifling susceptibility to divisional voltages deregulation," *Environment and Electrical Engineering International Conference (EEEEIC)*, 2011 10th , vol., no., pp.1,5, 8-11 May 2011.
- [52] F. Defay, A. M. Llor and M. Fadel, "Direct control strategy for a flying capacitor converter," 2009 13TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, Barcelona, 2009, pp. 1-9.
- [53] F. Defay, A. M. Llor and M. Fadel, "Direct Control Strategy for a Four-Level Three-Phase Flying-Capacitor Inverter," in *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 57, no. 7, pp. 2240-2248, July 2010.
- [54] Hammond, P.W., "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.33, no.1, pp.202,208, Jan/Feb 1997
- [55] Ceglia, G.; Guzman, V.; Sanchez, C.; Ibanez, F.; Walter, J.; Gimenez, M.I., "A New Simplified Multilevel Inverter Topology for DC-AC Conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.21, no.5, pp.1311,1319, Sept. 2006
- [56] Batschauer, A.L.; Mussa, S.A.; Heldwein, M.L., "Comparison between a hybrid multilevel converter employing half-bridge modules and a hybrid multilevel converter employing H-Bridge modules," *Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011 Brazilian , vol., no., pp.768,775, 11-15 Sept. 2011
- [57] Jun Li; Bhattacharya, S.; Huang, A.Q., "A New Nine-Level Active NPC (ANPC) Converter for Grid Connection of Large Wind Turbines for Distributed Generation," , *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol.26, no.3, pp.961,972, March 2011
- [58] Hanna Nohra, A.F.; Kanaan, H.Y.; Fadel, M., "A control strategy in Active Power Filter for power quality improvement," *Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, 2014 International Conference on , vol., no., pp.42,47, 9-11 Dec. 2014
- [59] A. Hanna Nohra, H. Y. Kanaan and M. Fadel, "A Flying-Capacitor-Based Multilevel Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement Under Severe Operating Conditions", in *Proc. REDEC'14*, Beirut, Lebanon, November 26-27, 2014.
- [60] G. Casaravilla, G. Eirea, G. Barbat, J. Inda and F. Chiaramello, "Selective active filtering for four-wire loads: Control and balance of split capacitor voltages," 2008 IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, Rhodes, 2008, pp. 4636-4642.
- [61] F. Bourourou, K. Khettab, F. Senani and S. Guettouche, "Active power filter Dc voltage regulation with fuzzy logic controller," 4TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES, Istanbul, 2013, pp. 87-91

- [62] T. Mannen and H. Fujita, "A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple," in IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 52, no. 5, pp. 4179-4187, Sept.-Oct. 2016
- [63] V. Soares and P. Verdelho, "Voltage regulation system design for the four-wire voltage-converter with split DC link capacitor," INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2002. ISIE 2002. PROCEEDINGS OF THE 2002 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, 2002, pp. 1091-1096 vol.4.
- [64] Lopez, O.; Álvarez, J.; Freijedo, F.D.; Yepes, A.G.; Malvar, J.; Fernandez-Comesana, P.; Doval-Gandoy, J.; Nogueiras, A.; Lago, A.; Penalver, C.M., "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm with switching state redundancy applied to three-phase four-leg converters," IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.568,575, 7-10 Nov. 2010.
- [65] Franquelo, L.G.; Prats, Ma.A.M.; Portillo, R.C.; Galvan, J.I.L.; Perales, M.A.; Carrasco, J.M.; Diez, E.G.; Jimenez, J.L.M., "Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no.2, pp.458,466, April 2006.
- [66] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," in IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008..
- [67] Defay, F.; Llor, A.-M.; Fadel, M., "Predictive control of flying capacitor active power filter," International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE, vol., no., pp.1820,1825, 14-17 March 2010.
- [68] F. Defay, A. M. Llor and M. Fadel, "A Predictive Control With Flying Capacitor Balancing of a Multicell Active Power Filter," in IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 55, no. 9, pp. 3212-3220, Sept. 2008.
- [69] Rodriguez, J.; Kazmierkowski, M.P.; Espinoza, J.R.; Zanchetta, P.; Abu-Rub, H.; Young, H.A.; Rojas, C.A., "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," Industrial Informatics, IEEE Transactions on , vol.9, no.2, pp.1003,1016, May 2013
- [70] Stolze, P.; du Toit, D.; Tomlinson, M.; Kennel, R.; Mouton, T., "Model predictive control of a flying capacitor converter with output LC filter for UPS applications," AFRICON, 2011 , vol., no., pp.1,6, 13-15 Sept. 2011
- [71] H. Shen, Y. Zhang, Y. I. Shi, L. Sun and X. f. Sun, "Research on control strategy of three-phase grid-connected inverter under distorted and unbalanced voltage conditions," 2014 IEEE CONFERENCE AND EXPO TRANSPORTATION ELECTRIFICATION ASIA-PACIFIC (ITEC ASIA-PACIFIC), Beijing, 2014, pp. 1-6
- [72] Weiqing Tao, ZhixiaGu, Leqin Wang and Jiayi Li, "Research on control strategy of grid-connected inverter under unbalanced voltage conditions," 2016 IEEE 8TH INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (IPEMC-ECCE ASIA), Hefei, 2016, pp. 915-919.
- [73] McBee, K.D.; Simoes, M.G., "Evaluating the long-term impact of a continuously increasing harmonic load demand on feeder level voltage distortion," Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2012 IEEE , vol., no., pp.1,8, 7-11 Oct. 2012

- [74] P. W. Blye and H. E. Kent, "Effects of rectifiers on system wave shape," in *Electrical Engineering*, vol. 53, no. 1, pp. 54-63, Jan. 1934.
- [75] O. K. Marti and T. A. Taylor, "Wave shape of 30- and 60-phase rectifier groups," in *Electrical Engineering*, vol. 59, no. 4, pp. 218-226, April 1940.
- [76] S. Whitehead and W. G. Radley, "Generation and flow of harmonics in transmission systems," in *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, vol. 1949, no. 4, pp. 108-110, April 1949.
- [77] BUTTERWORTH, A: 'Flow of harmonics in a metropolitan-type supply system feeding a large rectifier load', ERA report M/T110, 1950
- [78] BUTTERWORTH, A: 'The magnitude of harmonics flowing in a metropolitan-type system feeding a mixed rectifier load', ERA report M/T118, 1955
- [79] 4 BROWNSEY, c. M., and CSUROS, L. : 'Harmonic distortion due to rectifier loads on a.c. supply systems' in 'Abnormal loads on power systems'. IEE Conf. Rep. Ser. 8, 1963, pp. 141-147
- [80] Bird, B.M., Marsh, J.F., Mchellan, P.R., "Harmonic reduction in multiplex converter by triple-frequency current injection", Proc. IEE, vol. 116, no. 10, Oct. 1969, pp. 1730-1734.
- [81] H. Sasaki and T. Machida, "A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2009-2019, Sept. 1971.
- [82] A. Ametani, "Generalised method of harmonic reduction in a.c.-d.c. convertors by harmonic current injection," in *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 119, no. 7, pp. 857-864, July 1972
- [83] L. Gyugyi, "Reactive power generation and control by thyristor circuits," *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cleveland, OH, 1976, pp. 174-184.
- [84] P. P. Pelletier and O. Bourgault, "Courts-circuits au poste Rimouski à 230 kV et comportement du compensateur statique de type à inductance contrôlée par thyristors," in *Canadian Electrical Engineering Journal*, vol. 5, no. 2, pp. 15-18, April 1980
- [85] L.Gyugi& E.C. Strycula." Active AC Power Filters". IEEE-IAS Conf.Rec.,pp.529-535,1976
- [86] A. Ametani, "Harmonic reduction in thyristor convertors by harmonic current injection," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 95, no. 2, pp. 441-449, Mar 1976
- [87] N. Mohan, et al., "Active Filters for AC Harmonic Suppresion", IEEE/PES Winter Power Meeting, pp. 168-174 1977
- [88] R. A. Otto, T. H. Putman and L. Gyugyi, "Principles and Applications of Static, Thyristor-Controlled Shunt Compensators," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, no. 5, pp. 1935-1945, Sept. 1978.
- [89] H. Akagi, "Trends in active power line conditioners," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 263-268, May 1994

- [90] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov/Dec 1996.
- [91] H. Akagi, "The state-of-the-art of active filters for power conditioning," *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, 2005, pp. 15 pp.-P.15.
- [92] W. M. Grady, M. J. Samotyj and A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, no. 3, pp. 1536-1542, Jul 1990
- [93] Akagi, H.; Kanazawa, Yoshihira; Nabae, A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *Industry Applications*, IEEE Transactions on , vol.IA-20, no.3, pp.625,630, May 1984.
- [94] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May 1986.
- [95] Peng, F.-Z.; Akagi, H.; Nabae, A., "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation," *Power Electronics*, IEEE Transactions on , vol.5, no.1, pp.9,15, Jan 1990
- [96] T. Furuhashi, S. Okuma and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous reactive power," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 86-90, Feb 1990
- [97] M. Matsui and T. Fukao, "A detecting method for active-reactive-negative-sequence powers and its application," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 1, pp. 99-106, Jan/Feb 1990.
- [98] E. H. Watanabe, R. M. Stephan and M. Aredes, "New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 697-703, Apr 1993
- [99] J. L. Willems, "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 4, pp. 523-527, Aug 1992.
- [100] T. M. Gruz, "A survey of neutral currents in three-phase computer power systems," *Conference Record. Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, Chicago, IL, 1989, pp. 114-122
- [101] A. Hiranandani, "Calculation of cable ampacities including the effects of harmonics," in *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 42-51, Mar/Apr 1998.
- [102] J. J. M. Desmet, I. Sweertvaegher, G. Vanalme, K. Stockmanand, R. J. M. Belmans, "Analysis of the Neutral Conductor Current in a Three-Phase Supplied Network With Nonlinear Single-Phase Loads", *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 39, No. 3, May/June 2003, pp. 587-593.
- [103] J. Yong and W. Xu, "A Method to Estimate the Impact of Harmonic and Unbalanced Currents on the Ampacity of Concentric Neutral Cables," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, no. 5, pp. 1971-1979, Oct. 2016.

- [104] A. Cavallini and G. C. Montanari, "Compensation strategies for shunt active-filter control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 587-593, Nov 1994
- [105] A. Nabae and T. Tanaka, "A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 3, pp. 1238-1243, Jul 1996
- [106] Fang ZhengPeng; Jih-Sheng Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* , vol.45, no.1, pp.293,297, Feb 1996.
- [107] Hyosung Kim; Akagi, H., "The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems," *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997.*, Proceedings of the , vol.1, no., pp.361,366 vol.1, 3-6 Aug 1997.
- [108] Fang Zheng Peng; Ott, G.W., Jr.; Adams, D.J., "Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.13, no.6, pp.1174,1181, Nov 1998.
- [109] Akagi, H.; Ogasawara, S.; Hyosung Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE* , vol.1, no., pp.431,439 vol.1, 1999.
- [110] Hyosung Kim; Akagi, H., "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames," *Power Electronics and Drive Systems, 1999.PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on* , vol.1, no., pp.422,427 vol.1, 1999
- [111] Hyosung Kim; Blaabjerg, F.; Bak-Jensen, B.; Jaeho Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.17, no.5, pp.701,710, Sep 2002
- [112] G. Superti-Furga and G. Todeschini, "Discussion on Instantaneous p-q Strategies for Control of Active Filters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1945-1955, July 2008
- [113] Herrera, R.S.; Salmeron, P.; Hyosung Kim, "Instantaneous Reactive Power Theory Applied to Active Power Filter Compensation: Different Approaches, Assessment, and Experimental Results," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.1, pp.184,196, Jan. 2008
- [114] Mehmet Ucar, EnginOzdemirControl of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition *Electric Power Systems Research*, Volume 78, Issue 1, January 2008, Pages 58-73
- [115] A.F. H. Nohra, M. Fadel and H. Y. Kanaan, "A novel instantaneous power based control method for a four-wire SAPF operating with highly perturbed mains voltages," *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Taipei, 2016, pp. 1236-1241
- [116] A.F. H. Nohra, H. Y. Kanaan and M. Fadel, "A flying-capacitor-based multilevel shunt active power filter for power quality improvement under severe operating conditions," *International Conference on Renewable Energies for Developing Countries 2014*, Beirut, 2014, pp. 192-198

- [117] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas and J. S. Martins, "p-q Theory power components calculations," *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)*, 2003, pp. 385-390 vol. 1
- [118] M. Aredes, H. Akagi, E. Hirokazu Watanabe, E. Vergara Salgado and L. Frizera Encarna  o, "Comparisons Between the p--q and p--q--r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 924-933, April 2009
- [119] H. Kouara, H. Laib and A. Chaghi "Comparative Study of Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter Topologies based Fuzzy Logic DC Bus Voltage Control " *International Journal of Energy, Information and Communications Vol.5, Issue 3 (2014)*, pp.1-12
- [120] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1649-1656, Jul 1995
- [121] L. S. Czarnecki, "What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned," in *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. IM-36, no. 3, pp. 834-837, Sept. 1987.
- [122] P. Filipski, "A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Non sinusoidal Systems," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 29, no. 4, pp. 423-426, Dec. 1980
- [123] N. L. Kusters and W. J. M. Moore, "On the Definition of Reactive Power Under Non-Sinusoidal Conditions," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-99, no. 5, pp. 1845-1854, Sept. 1980.
- [124] L. S. Czarnecki, "Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 1, pp. 30-34, Mar 1988.
- [125] A. Ferrero and G. Superti-Furga, "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under non sinusoidal conditions," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 3, pp. 568-577, Jun 1991
- [126] M. Depenbrock, "The FBD-Method, A Generally Applicable Tool For Analyzing Power Relations," *ICHPS V International Conference on Harmonics in Power Systems.*, 1992, pp. 135-141
- [127] J. C. Montano and P. Salmeron, "Instantaneous and full compensation in three-phase systems," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 4, pp. 1342-1347, Oct 1998.
- [128] Juan Carlos Monta o Asquerino, Senior Member, IEEE, and Patricio Salmer n Revuelta" Strategies of Instantaneous Compensation for Three-Phase Four-Wire Circuits " *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 17, NO. 4, OCTOBER 2002
- [129] P. Salmeron, J. C. Montano, J. R. Vazquez, J. Prieto and A. Perez, "Practical application of the instantaneous power theory in the compensation of four-wire three-phase systems," *IEEE 2002*

28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. *IECON 02*, 2002, pp. 650-655 vol.1.

- [130] L. S. Czarnecki and P. M. Haley, "Unbalanced Power in Four-Wire Systems and Its Reactive Compensation," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 1, pp. 53-63, Feb. 2015.
- [131] Zhou Lin, Shen Xiaoli, Zhou Luowei and Lei Peng, "Active power filter based on ip-iq detecting method and one-cycle control," *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, 2004, pp. 564-569 Vol. 1
- [132] Jun-Min Zhang, "Harmonic detection for single-phase circuits based on resampling and feedback theory," *2008 International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition*, Hong Kong, 2008, pp. 432-435
- [133] Zhuang Hua and Xiao xianjian, "Study on control method of single-phase active power filters," *Proceedings of 2011 International Conference on Electronics and Optoelectronics*, Dalian, 2011, pp. V1-309-V1-312
- [134] H. c. Liu, S. g. Sun, J. q. Wang and S. c. Hou, "Study ip - iq theory and Wavelet Transform method for harmonic current detection," *International Conference on Automatic Control and Artificial Intelligence (ACAI 2012)*, Xiamen, 2012, pp. 1944-1947
- [135] Wei Wei and XuePeng " Study on Harmonic Detection and Suppression Methods of EAF "International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering Vol. 10, No. 1 (2015), pp. 239-246 <http://dx.doi.org/10.14257/ijmue.2015.10.1.23>
- [136] Antoine F.Hanna Nohra, Hadi Y. Kanaan, and Maurice Fadel., "Comparative Evaluation of Harmonic Compensation Methods Based on Power Calculation and Current Harmonic Detection for Single-Phase Applications" presented at IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society .23 - 26 Oct 2016. Florence Italy
- [137] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, Oct 1999
- [138] M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto and T. Aritsuka, "Harmonic current and reactive power compensation with an active filter," Power Electronics Specialists Conference, 1988.PESC '88 Record. 19th Annual IEEE, Kyoto, Japan, 1988, pp. 1174-1179 vol.2.
- [139] Fang ZhengPeng; Ott, G.W., Jr.; Adams, D.J., "Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.13, no.6, pp.1174,1181, Nov 1998.
- [140] S. Fryze, H Active, reactive and apparent power in circuits with sinusoidal voltage and current," (in Polish), Part I: *Przegl. Elektrotech.*, no. 7, pp. 193-203, 1931; Part II: *Przegl. Elektrotech.*,no. 8, pp. 225-234, 1931; Part III: *Przegl. Elektrotech.*,no. 22, pp. 673676, 1932. (In German): Part I: *Elektrotech. Z.*, vol. 53, pp. 596-599,1932;Part II: *Elektrotech. Z.*, vol. 53, pp. 625-627,1932; PartIII: *Electrotech. Z.*, vol. 53, pp. 700-702, 1932.

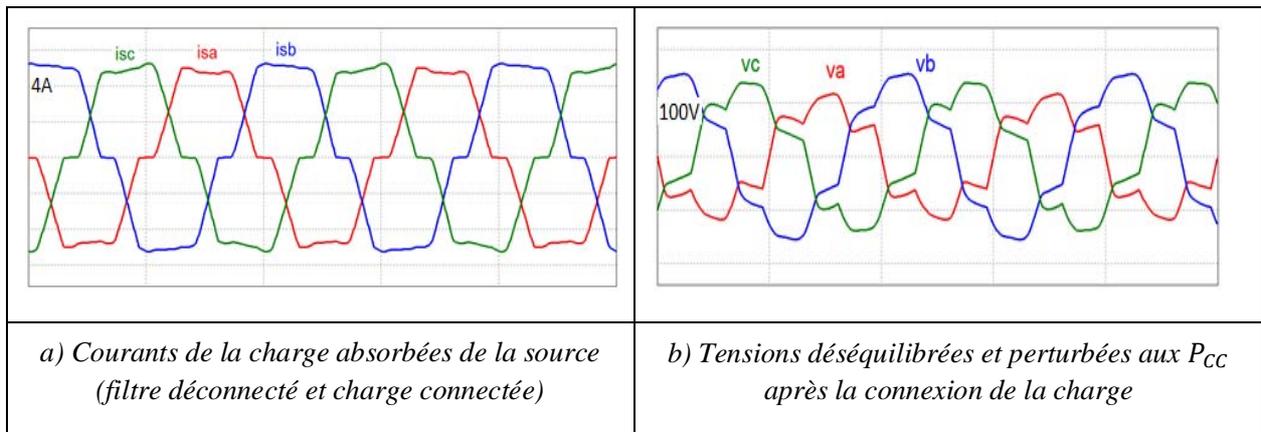
- [141] Chin Lin Chen, Chen E. Lin and C. L. Huang, "An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method," POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PESC '94 RECORD., 25TH ANNUAL IEEE, Taipei, 1994, pp. 1451-1455 vol.2
- [142] Antoine HANNA NOHRA, Maurice FADEL, Hadi KANAAN: Demande de dépôt de brevet intitulée «PROCÉDÉ DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLÈLE POUR RÉSEAUX PERTURBÉS ET FILTRE ACTIF ASSOCIÉ» déposée le 11 octobre 2016 sous le N° FR1659825.
- [143] T. Zhou and B. Francois, "Energy Management and Power Control of a Hybrid Active Wind Generator for Distributed Power Generation and Grid Integration," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 95-104, Jan. 2011
- [144] Jean-François Canard. IMPACT DE LA GENERATION D'ENERGIE DISPERSÉE DANS LES RESEAUX DE DISTRIBUTION d'ENERGIE ELECTRIQUE. Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. <tel-00688663>
- [145] N. Kfoury and N. Moubayed, "Power control and energy management of a Lebanese smart micro grid," *2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, Iasi, Romania, 2016, pp. 894-901.

## ANNEXE

### *Etude des tensions perturbées et déséquilibrées avant et après le filtrage*

Nous avons vu dans la partie B du chapitre II, une synthèse sur les formes des tensions lors du déséquilibre (dont les formes, reprises sur la figure V.14) sont en figure A.1, suite au modèle harmoniques des tensions de la source fourni dans (V.1) et à cause des fortes chutes de tensions causées par les résistances de ligne.

On continue l'étude sur ces formes afin de caractériser tous les éléments liés au réseau perturbé et au fonctionnement du filtre et leurs impacts sur les formes finales des tensions aux points  $P_{cc}$



*Figure A.1. Courants dans la charge et tensions du réseau aux  $P_{cc}$ . Le filtre étant déconnecté*

Or, les valeurs numériques des grandeurs efficaces (RMS) des tensions secteur ainsi que leurs THD avant et après la connexion de la charge sont présentées en tableau A.1. Le filtre est toujours déconnecté.

*Tab A.1 Valeurs numériques issues de la simulation, des tensions avant et après connexion de la charge.*

		<i>Tensions <math>v_{a,b,c}</math> à « vide » et en « charge »</i>		
		$v_a$	$v_b$	$v_c$
<b><i>Charge déconnectée (Fonctionnement à vide)</i></b>	<i>RMS (V)</i>	237.2	238.1	236
<b><i>Charge connectée (Fonctionnement en charge)</i></b>	<i>RMS (V)</i>	78.5	106.5	95
<b><i>Charge déconnectée (Fonctionnement à vide)</i></b>	<i>THD %</i>	2.58	2.5	2.5
<b><i>Charge connectée (Fonctionnement en charge)</i></b>	<i>THD %</i>	25.3	13.1	14.1

Ce tableau montre que les valeurs efficaces des tensions aux points  $P_{cc}$  chutent de 158.7 V pour  $v_a$ , 131.6V pour  $v_b$  et de 141V pour  $v_c$ , et que les THD atteignent des niveaux élevés de 25%, 13.1% et 14.1% pour, respectivement les tensions  $v_a, v_b$  et  $v_c$ .

### Charge connectée

Après la connexion du filtre, les courants sont filtrés les formes des tensions résultantes aux point A, B, C seront ainsi en figure A.2

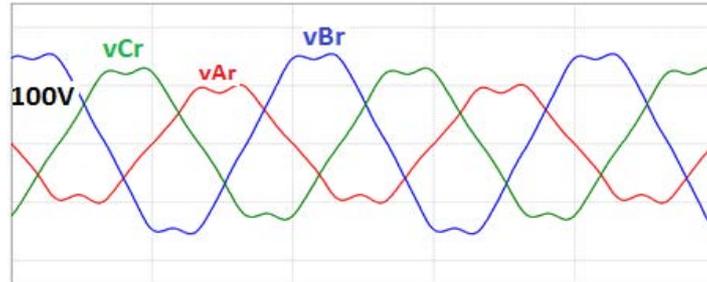


Figure A.2. Tension résultantes et perturbées aux points A, B, C après filtrage

Les tensions à « vide » qui avaient un THD d'environ 2.5% (charge et filtre déconnectés) mesuré par rapport au fondamental vont voir leurs THD augmenter suite à la chute dans les valeurs fondamentales. En effet, Le contenu harmonique  $V_H$  dans les tensions,  $v_1, v_2$  et  $v_3$ , est calculé par :

$$V_H = \sqrt{\sum_{h=3}^{h=11} V_h^2}$$

Il est égal à 6.1 V pour  $v_1$ , 6.04 V pour  $v_2$  et 6.07 V pour  $v_3$ .

Le nouveau THD pour les tensions  $v_{Ar}, v_{Br}, v_{Cr}$ , aux points A, B et C (rien qu'en prenant les chutes résistives) est alors donné par :

$$THD_{A,B,C} = 100x \frac{V_{H1,2,3}}{V_{A,B,C}}$$

Et valent 8.5% pour  $v_{Ar}$ , 5.3% pour  $v_{Br}$  et 6.5% pour  $v_{Cr}$ , après le filtrage

Il est utile de noter à ce stade de l'étude que :

- Le THD dans les tensions du réseau devient élevé dès que la ligne subit une chute de tension. C'est pour cette raison que le modèle mathématique des tensions donné en (V.1) est indispensable pour suivre l'évolution des tensions dans le circuit.
- Le passage d'un courant sinusoïdal, pour notre méthode et notre cas d'étude, dans l'impédance de la source n'empêche pas la distorsion de la tension liée à ses propres harmoniques d'origine et cette distorsion apparait plus grande plus la chute de tension est grande.

Mais notre objectif est de savoir ce qui se passe aux points  $P_{cc}$  et non aux points A, B, C. Pour cette raison il faudrait rajouter aussi, les tensions aux bornes des bobines  $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  et en plus identifier toutes les perturbations probables dans le circuit. Or, lors du filtrage, les courants qui passent par une phase de source sont :

- 1- Le courant désiré ( $i_{sda}, i_{sdb}, i_{sdc}$ ) image de celui issu de l'algorithme de commande qui est sinusoïdal et qui génère une tension sinusoïdale
- 2- Le courant compensant les pertes du filtre (nécessaire à la régulation du bus DC) lui aussi est sinusoïdal et génère une tension sinusoïdale
- 3- Le courant échangé entre la source du réseau et la source du bus DC pour maintenir l'équilibre, indépendamment du courant nécessaire à la régulation du bus, que l'on va appeler  $i_{\acute{e}q}$  qui quant à lui il n'est pas sinusoïdal et génère des tensions perturbées aux bornes de  $R_{a,b,c}$  et  $L_{a,b,c}$ .

Pour isoler le courant  $i_{\acute{e}q}$  du courant nécessaire à la régulation des tensions DC et qui doit être lui aussi absorbé par le filtre, nous allons remplacer les condensateurs par des sources de tensions continues (constantes) de mêmes valeurs que celle des tensions des condensateurs (325 V pour chacune) pour ne pas avoir besoin à la régulation de la tension du bus DC comme en figure A.3. En outre, la charge sera déconnectée, le filtre est connecté au réseau (n'absorbant que le courant  $i_{\acute{e}q}$ ).

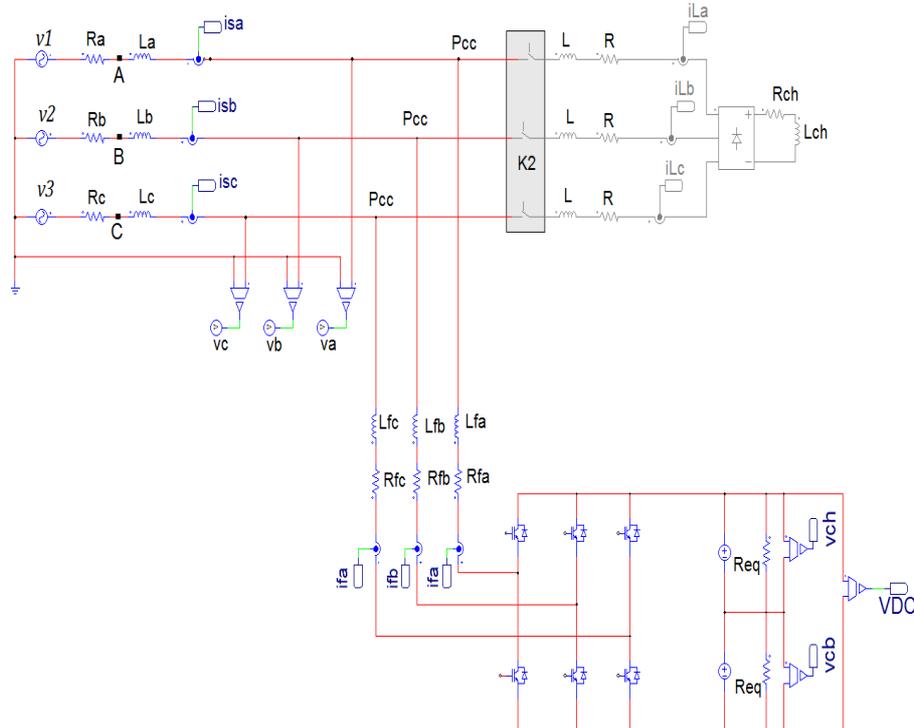


Figure A.3. Schéma du filtre connecté au réseau seul, alimenté par des sources régulées

En effet, les courants de référence sont nuls dans cette opération, et c'est uniquement la compensation du réseau (ex.  $\frac{v_a}{E}$ ) qui n'est pas nulle dans la boucle de régulation du courant. Le rapport cyclique  $\alpha_a$ , par exemple, s'écrit :

$$\alpha_a = \frac{1}{2} + \frac{v_a}{E}$$

Et il est l'image de la tension du réseau  $v_a$  qui est perturbée. Ce rapport cyclique contient les harmoniques de la tension  $v_a$  représenté figure A.4.a (présenté avec sa référence  $(\frac{1}{2} + \frac{v_a}{650})$ ) et permet de générer des commande pour les interrupteurs laissant passer le courant  $i_{\acute{e}q}$  en figure A.4.b. La tension aux bornes de la bobine  $L_a$  en résulte en figure A.4.c (on raisonne pour une phase car les grandeurs sont trop perturbées et leurs présentations ensemble manque de visibilité) et la tension au  $P_{cc}$  reconstituée soit  $v_{a,r} = v_1 - v_{Ra} - v_{La}$  sera chargée en harmoniques en figure A.4.d plus qu'en figure A.2.

A noter que le courant  $i_{\acute{e}q}$  dépend du niveau de la tension du bus DC, par exemple, pour  $E = 550V$ , l'équilibre des sources n'est pas bien établi sans absorption du courant en figure A.4.e supérieur à celui pour  $E = 650V$ .

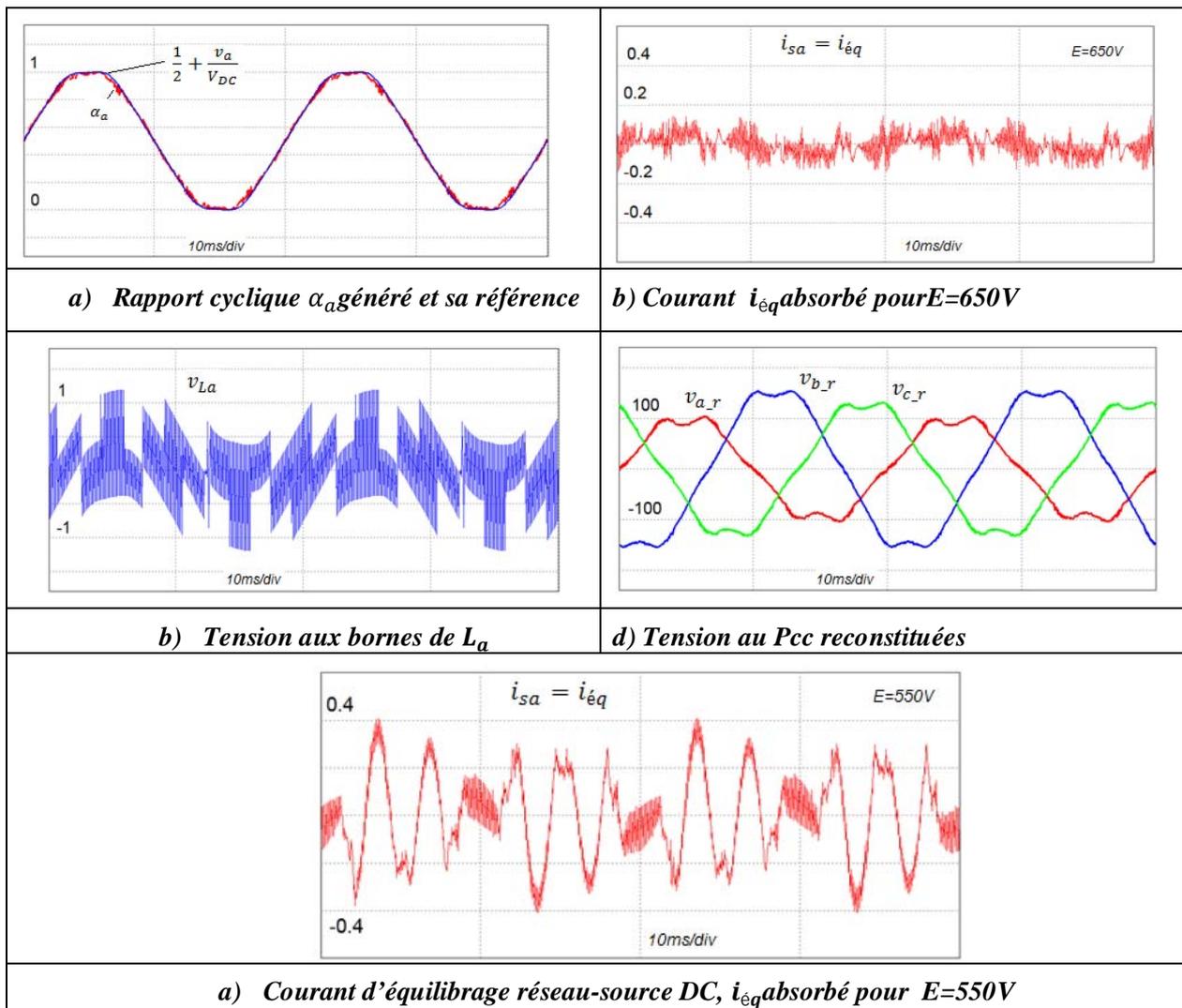


Figure A.4. Influence du courant absorbé image de l'équilibre source-filtre (sans courant de pertes)

Il en résulte que les THD des tensions  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  augmentent de, respectivement, 8.5%, 5.3% et 6.5% pour atteindre 17%, 10% et 12.6%.

## En résumé :

Deux points à retenir sur ce développement :

- 1- Le courant d'équilibrage des sources réseau-filtre  $i_{eq}$  est une cause de perturbation sur les courants sinusoïdaux absorbés du secteur. Ce courant va absorber éventuellement une puissance réactive qui se rajoutera sur le bilan de puissance. Il est hors de portée de l'algorithme car il est indépendant du courant de régulation des tensions du bus DC et en plus, il n'est pas absorbé par la charge.
- 2- Les tensions au point  $P_{cc}$  sont perturbées et déséquilibrées et ce de manière différente en fonction du moment où l'on considère le fonctionnement du dispositif. En effet l'allure des tensions est fortement liée aux courants prélevés à la source et ces courants sont formés de trois contributions : une principale, assurant la fourniture de la puissance active à la charge et une autre secondaire permettant l'équilibrage du bus DC et une troisième relative à l'équilibrage des sources (la plus faible). La première contribution fait circuler des courants sinusoïdaux d'égales amplitudes ce qui provoque des chutes de tensions différentes dans les impédances en série, la deuxième fait circuler des courants sinusoïdaux en phase avec la tension et d'amplitudes égales et se rajoute au premier courant tant par son amplitude que par ces effets et la troisième génère des harmoniques de courants (très faibles) et de tension lors de son passage par les bobines de ligne. Au final les tensions au  $P_{cc}$  se caractérisent par un THD plus important en charge qu'à vide, par contre les courants prélevés restent sinusoïdaux et équilibrés ce qui satisfait bien à l'objectif initial. Le *THD* des tensions après le filtrage varie entre les limites déjà étudiées :

$$8.5\%, 5.3\% \text{ et } 6.5\% \leq THD_{va,b,c} \text{ après filtrage} \leq 17\%, 10\% \text{ et } 12.6\%.$$